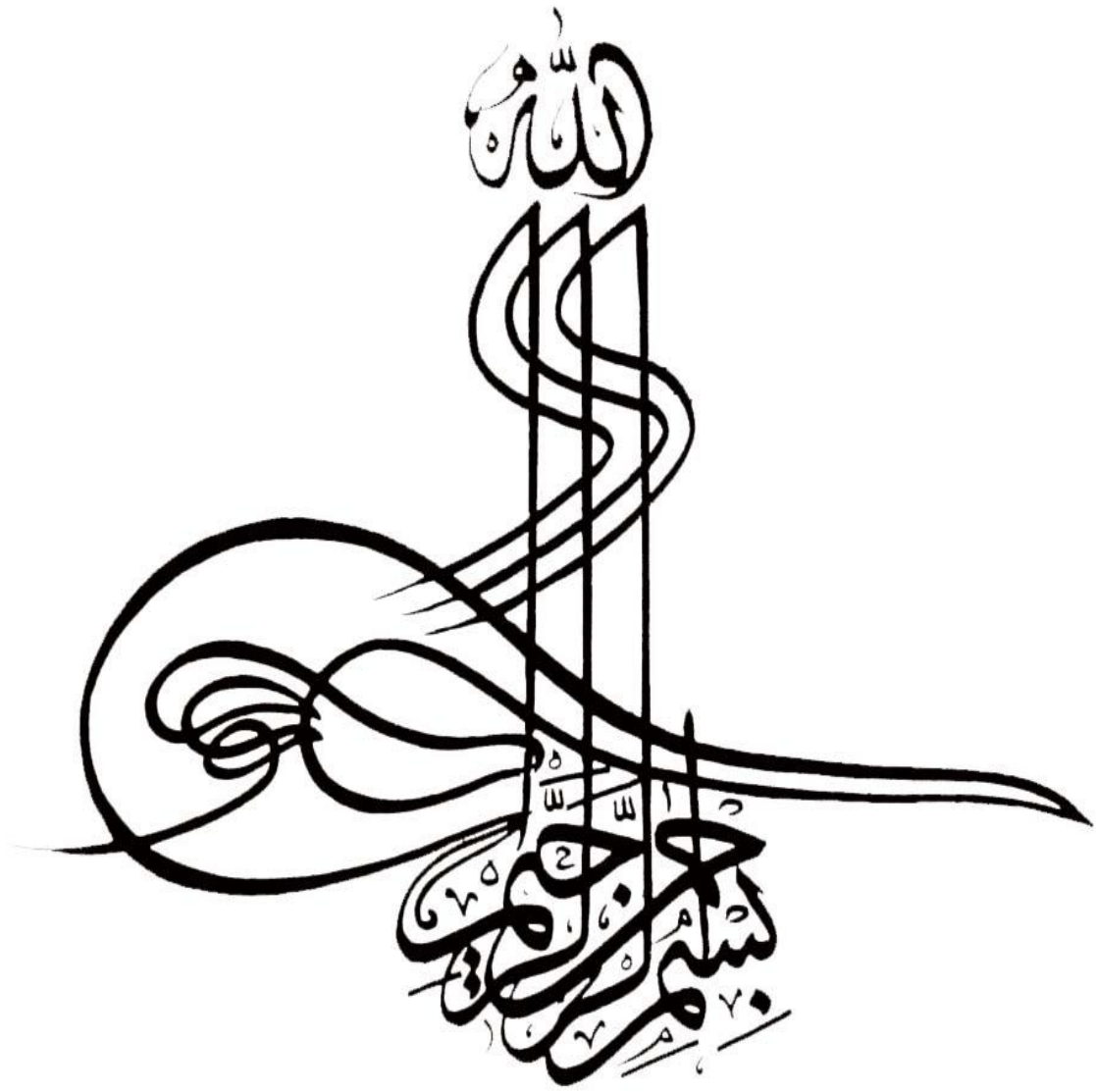






دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق - گرایش کنترل

طراحی و شبیه سازی کنترل موتور القایی به کمک روش مد لغزشی

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور:

دکتر محمد مهدی فاتح

محقق:

سامان ابراهیمی بوکانی

زمستان ۸۷

تقدیم:

تقدیم به پدر و مادر فداکارم و همسر مهربانم

سبحانه و تعالی عما یقولون علواً کبیراً (۴۳)
تسبیح له السموات السبع و الارض و من فیهنَّ و ان من شیء الا یسبح بحمده ولکن لاتفقهون تسبیحهم اَنَّهُ
کان حلیمافغوراً (۴۴) (اسراء)

(منزه است او برتر از آنچه گویند برترین بزرگ (۴۳)
تسبیح کنند برای او آسمان های هفتگانه و زمین و آنچه در آنهاست و نیست چیزی جز تسبیح گوی سپاس
او و اما در نمی یابید ستایش ایشان را همانا او بردبار و آمرزنده است (۴۴))

«انسان همیشه به جایی می رسد که از ابتدا شروع کرده بود و لیکن چیزی در این گردش در حال محال است و آن اندیشه بشری است»

تشکر و قدردانی:

با تشکر از استاد راهنمای گرانقدر جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف و استاد مشاور ارجمند جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح که در تمام مراحل انجام این پایان نامه مرا یاری نموده اند و از خداوند متعال برای ایشان آرزوی موفقیت، بهروزی و سلامتی را خواهانم.

چکیده

کنترل مد لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت های مدل و اغتشاش خارجی و نیز سادگی در پیاده سازی، یکی از شیوه های موثر کنترل سیستم های غیر خطی در آینده می باشد. در این رساله، استراتژی کنترل مد لغزشی (*Sliding mode control*) در ترکیب با روش جهت یابی میدان به منظور بهبود عملکرد کنترل کننده موقعیت موتور القایی به کار گرفته می شود. آنالیز پایداری بر اساس تئوری لیاپانوف ثابت خواهد کرد که موقعیت روتور به طور نمایی همگرا می گردد. نتایج شبیه سازی نیز به منظور اثبات ویژگی های کنترل پیشنهادی نشان داده شده اند.

در کل یک حرکت لغزشی به دو فاز قابل تقسیم است: فاز رسیدن و فاز لغزش. یکی از ویژگی های برجسته *SMC* آن است که بعد از رسیدن به مد لغزش، سیستم نسبت به عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاشات خارجی مقاوم می باشد. اما در طول فاز رسیدن، ممکن است نسبت به عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی حساس باشد. سطح کلید زنی متحرک (*Moving switching surface*) پیشنهادی توسط *choi et all* می تواند فاز رسیدن را مینیمم یا حذف نماید. در این پایان نامه، روش طراحی کنترل کننده فازی مد لغزشی (*Sliding mode fuzzy controller*) با یک سطح کلیدزنی متحرک ارائه می گردد. سطح کلیدزنی تنظیم شده بوسیله منطق فازی مقاومت سیستم در فاز رسیدن را بهتر می کند. نتایج شبیه سازی برتری *SMFC* نسبت به کنترل کننده *PID*، *SMC* کلاسیک و کنترل کننده فازی نوع سوگنو ($\mu_{\text{fuzzy}}^{\text{type-1}}$) در مقاوم بودن مقابل اغتشاشات خارجی را نشان می دهد.

کلمات کلیدی: موتور القایی، کنترل مد لغزشی، کنترل فازی، کنترل فازی مد لغزشی.

فهرست مطالب

صفحه

عنوان

بسم ا.....	۱
عنوان.....	۲
تقدیم.....	۳
تشکر.....	۴
چکیده.....	۵
فهرست مطالب.....	۶
فهرست شکل ها.....	۷
فهرست جداول.....	۸
علائم و نشانه ها.....	۹
فصل اول: مقدمه.....	۱۰

۲-۱- ساختار پایان نامه ۶

فصل دوم: کنترل مد لغزشی ۷

- ۱-۲- اصول اساسی روش کنترل مد لغزشی ۸
- ۲-۲- بدست آوردن قانون کنترل $u(t)$ ۱۲
- ۳-۲- مزایا و معایب ۱۵

فصل سوم: معادلات موتور القایی ۱۸

- ۱-۳- میدان مغناطیسی گردان و لغزش ۱۹
- ۲-۳- مدل مداری ماشین القایی سه فاز ۲۰
- ۳-۳- تبدیلات ۲۲
- ۱-۳-۳- تبدیل کلارک $(\alpha\beta)$ ۲۲
- ۲-۳-۳- تبدیل پارک ۲۳
- ۴-۳- مدل ماشین در قاب مرجع گردان (qdo) ۲۵
- ۱-۴-۳- معادلات ولتاژ در قاب مرجع گردان (qdo) ۲۷
- ۲-۴-۳- معادله شار دور در قاب مرجع گردان (qdo) ۲۸

فصل چهارم: آشنایی با منطق فازی و کنترل فازی ۳۲

- ۱-۴- سیستم های فازی ۳۳
- ۲-۴- تعاریف ۳۳
- ۱-۲-۴- مجموعه های قاطع و توابع مشخصه ۳۳
- ۲-۲-۴- مجموعه های فازی و توابع عضویت ۳۴
- ۳-۲-۴- اجتماع فازی $(S - \text{نرم ها})$ ۳۵
- ۴-۲-۴- اشتراک فازی $(T - \text{نرم ها})$ ۳۵
- ۵-۲-۴- متغیر های عددی و متغیر های زبانی ۳۶
- ۳-۴- کنترل فازی ۳۷
- ۱-۳-۴- بلوک پیش پردازش ۳۷
- ۲-۳-۴- فازی نمودن ۳۸
- ۳-۳-۴- غیر فازی نمودن ۳۹
- ۴-۳-۴- پس پردازش ۴۰
- ۵-۳-۴- موتور استنتاج فازی ۴۱
- ۶-۳-۴- پایگاه قواعد ۴۱

فصل پنجم: طراحی کنترل کننده مد لغزشی (SMC) ۴۳

- ۱-۵- مقدمه ۴۴
- ۲-۵- بیان مسئله طراحی ۴۵
- ۳-۵- طراحی کنترل کننده مد لغزشی ۴۶
- ۴-۵- مثال عددی و نتایج شبیه سازی ۴۹
- ۱-۴-۵- بررسی عملکرد کنترل کننده مد لغزشی بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش ۴۹
- ۲-۴-۵- بررسی عملکرد کنترل کننده مد لغزشی در حضور عدم قطعیت و اغتشاش ۵۱

فصل ششم: طراحی کنترل کننده فازی مد لغزشی $(SMFC)$ ۵۴

- ۱-۶- اصول اساسی کنترل کننده فازی مد لغزشی ۵۵
- ۲-۶- طراحی کنترل کننده فازی مد لغزشی ($SMFC$) بر اساس استنتاج فازی نوع سوگنو..... ۵۷
- ۳-۶- طراحی $SMFC$ برای کنترل موقعیت موتور القایی ۵۸
- ۴-۶- مثال عددی و نتایج شبیه سازی ۶۰
- ۱-۴-۶- بررسی عملکرد کنترل کننده $SMFC$ بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش..... ۶۱
- ۲-۴-۶- بررسی عملکرد کنترل کننده $SMFC$ در حضور عدم قطعیت و اغتشاش..... ۶۲
- ۵-۶- طراحی و شبیه سازی کنترل کننده فازی ۶۴
- ۶-۶- طراحی و شبیه سازی کنترل کننده $SMFC$ ۷۰
- ۷-۶- مقایسه بین کنترل کننده های SMC و $SMFC$ و $SMFC$ و $SMFC$ ۷۳

فصل هفتم: بحث، نتایج و پیشنهادات ۷۷

ضمیمه ۸۰

ضمیمه الف: کنترل برداری و جهت یابی میدان ۸۱

مراجع ۸۴

۸۴..... مراجع

فهرست شکل ها

- شکل (۱-۲): ۱- $1 - \alpha$ فیلتر درجه اول با ورودی α و خروجی خطای ردگیری α ۱۰
- شکل (۲-۲): تعمیم شکل (۱-۲) ۱۰
- شکل (۳-۲): لایه مرزی ۱۶
- شکل (۴-۲): درون یابی کنترل در لایه مرزی ۱۶
- شکل (۱-۳): مدل مداری ایده آل ماشین القایی سه فاز ۲۰
- شکل (۲-۳): رابطه بین مقادیر $\alpha\beta o$ و ۲۲
- شکل (۳-۳): رابطه بین محور های سه فاز $\alpha\beta o$ و $\alpha\beta o$ ساکن ۲۳
- شکل (۴-۳): رابطه هندسی بین کمیت های $\alpha\beta o$ و $\alpha\beta o$ ۲۴
- شکل (۵-۳): رابطه بین محور های سه فاز $\alpha\beta o$ و $\alpha\beta o$ گردان ۲۵
- شکل (۶-۳): رابطه بین محور های سه فاز $\alpha\beta o$ و $\alpha\beta o$ دلخواه ۲۶
- شکل (۱-۴): ماکزیمم توابع عضویت مجموعه های فازی α و β ۳۵
- شکل (۲-۴): مینیمم توابع عضویت مجموعه های فازی α و β ۳۶
- شکل (۳-۴): نمودار بلوکی یک کنترل کننده فازی ۳۷
- شکل (۴-۴): مثال نمونه برای فاز منفرد ۳۸
- شکل (۵-۴): نمایش گرافیکی غیر فازی ساز میانگین مراکز ۴۰
- شکل (۱-۵): سیستم کنترل مد لغزشی برای کنترل موقعیت موتور القایی ۴۸
- شکل (۲-۵): (۱) ردگیری (۲) خطای ردگیری بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش ($\alpha\beta o$) ۵۰
- شکل (۳-۵): (۱) سطح لغزش (۲) نمودار تغییرات خطا بر حسب خطا بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش ($\alpha\beta o$) ۵۰
- شکل (۴-۵): تلاش کنترلی بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش ($\alpha\beta o$) ۵۱
- شکل (۵-۵): مولفه های α و β جریان استاتور بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش ($\alpha\beta o$) ۵۱

- شکل (۵-۶): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری با حضور عدم قطعیت $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۵۲
- شکل (۷-۵): تلاش کنترلی با حضور عدم قطعیت $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۵۲
- شکل (۵-۸): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری با حضور اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۵۳
- شکل (۵-۹): تلاش کنترلی با حضور اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۵۳
- شکل (۶-۱): کنترل مد لغزشی برای سیستم درجه دو ۵۶
- شکل (۶-۲): توابع عضویت برای ورودی های $\mathcal{P}$ و $\mathcal{Q}$ ۶۰
- شکل (۶-۳): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۱
- شکل (۶-۴): تلاش کنترلی بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۱
- شکل (۶-۵): (۱) سطح لغزش ۲ نمودار تغییرات خطا بر حسب خطا بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۲
- شکل (۶-۶): مولفه های $\mathcal{P}$ و $\mathcal{Q}$ جریان استاتور بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۲
- شکل (۶-۷): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری با حضور عدم قطعیت $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۳
- شکل (۶-۸): تلاش کنترلی با حضور عدم قطعیت $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۳
- شکل (۶-۹): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری با حضور اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۴
- شکل (۶-۱۰): تلاش کنترلی با حضور اغتشاش $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۴
- شکل (۶-۱۱): توابع عضویت برای ورودی های $\mathcal{P}$ و $\mathcal{Q}$ ۶۵
- شکل (۶-۱۲): توابع عضویت منفرد برای خروجی $\mathcal{P}$ $(\mathcal{P}^*)$ ۶۶
- شکل (۶-۱۳): بلوک دیاگرام سیستم کنترلی فازی نوع سوگنو ۶۷
- شکل (۶-۱۴): ردگیری موقعیت سیستم کنترل $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت اول ۶۸
- شکل (۶-۱۵): تلاش کنترلی کنترل کننده $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت اول ۶۸
- شکل (۶-۱۶): مولفه های $\mathcal{P}$ و $\mathcal{Q}$ جریان استاتور در حالت اول $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۸
- شکل (۶-۱۷): نمودار تغییرات خطا بر حسب خطا برای حالت اول $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۶۹
- شکل (۶-۱۸): ردگیری موقعیت سیستم کنترل $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت دوم ۶۹
- شکل (۶-۱۹): تلاش کنترلی کنترل کننده $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت دوم ۶۹
- شکل (۶-۲۰): بلوک دیاگرام سیستم کنترلی $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ ۷۰
- شکل (۶-۲۱): ردگیری موقعیت سیستم کنترل $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت اول ۷۱
- شکل (۶-۲۲): تلاش کنترلی کنترل کننده $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت اول ۷۱
- شکل (۶-۲۳): مولفه های $\mathcal{P}$ و $\mathcal{Q}$ جریان استاتور در حالت اول $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۷۱
- شکل (۶-۲۴): نمودار تغییرات خطا بر حسب خطا برای حالت اول $(\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P})$ ۷۲
- شکل (۶-۲۵): ردگیری موقعیت سیستم کنترل $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت دوم ۷۲
- شکل (۶-۲۶): تلاش کنترلی کنترل کننده $\mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}$ در حالت دوم ۷۲
- شکل (۶-۲۷): ردگیری موقعیت مطلوب $(\mathcal{P}) = \mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}(\mathcal{P})$ بدون اغتشاش و عدم قطعیت ۷۳
- شکل (۶-۲۸): ردگیری موقعیت مطلوب پالسی بدون اغتشاش و عدم قطعیت ۷۴
- شکل (۶-۲۹): ردگیری موقعیت مطلوب $(\mathcal{P}) = \mathcal{P}^*$ بدون اغتشاش و عدم قطعیت ۷۴
- شکل (۶-۳۰): ردگیری موقعیت مطلوب $(\mathcal{P}) = \mathcal{P}\mathcal{P}\mathcal{P}(\mathcal{P})$ در حضور اغتشاش و عدم قطعیت ۷۵
- شکل (۶-۳۱): ردگیری موقعیت مطلوب پالسی در حضور اغتشاش و عدم قطعیت ۷۵
- شکل (۶-۳۲): ردگیری موقعیت مطلوب $(\mathcal{P}) = \mathcal{P}^*$ در حضور اغتشاش و عدم قطعیت ۷۶

فهرست جداول

جدول (۵-۱): پارامترهای موتور القایی	۴۹
جدول (۶-۱): پایگاه قواعد فازی برای β	۵۹
جدول (۶-۲): پایگاه قواعد فازی برای φ	۵۹
جدول (۶-۳): پایگاه قواعد فازی برای خروجی β (β_{β}^*)	۶۶

علائم و نشانه ها

حاشیه بهره	β
ضخامت لایه مرزی	φ
فرکانس جریان تحریک	β_{β}
سرعت زاویه ای الکتریکی	β_{β}
سرعت لغزش	$\beta_{\beta\beta}$
سرعت روتور	β_{β}
اندوکتانس پراکندگی هر فاز سیم پیچی استاتور	$\beta_{\beta\beta}$
اندوکتانس پراکندگی هر فاز سیم پیچی روتور	$\beta_{\beta\beta}$
اندوکتانس خودی سیم پیچی استاتور	$\beta_{\beta\beta}$
اندوکتانس خودی سیم پیچی روتور	$\beta_{\beta\beta}$

.....	اندوكتانس متقابل سيم پيچي هاي استاتور
.....	اندوكتانس متقابل سيم پيچي هاي روتور
.....	اندوكتانس استاتور
.....	اندوكتانس روتور
.....	مقاومت استاتور
.....	مقاومت روتور
.....	اندوكتانس متقابل
.....	گشتاور مكانيكي
.....	گشتاور بار
.....	تعداد جفت قطب ها
.....	ممان انرسي
.....	ضريب اصطكاك

فصل اول:

مقدمه

۱-۱- مقدمه:

عدم دقت در مدل سازی می تواند اثرات نامطلوب شدیدی بر سیستم های غیر خطی بگذارد. عدم دقت در مدل سازی ممکن است ناشی از عدم قطعیت های پلان (به عنوان مثال پارامتر های نامعلوم پلان)، یا به خاطر انتخاب هدف دار یک نمایش ساده شده از دینامیک های سیستم باشد (به عنوان مثال مدل سازی اصطکاک به صورت خطی). عدم قطعیت ها به دو دسته قابل تقسیم هستند:

۱) ساختاری (پارامتری)

۲) غیر ساختاری (دینامیک های مدل نشده)

نوع اول عدم قطعیت به عدم دقت در جملاتی که در مدل دینامیکی سیستم هستند، مربوط می شود. در حالی که نوع دوم عدم قطعیت به عدم دقت در مرتبه سیستم (یعنی تخمین مرتبه پایین تر) مربوط می شود.

همانطور که می دانید سیستم های فیزیکی دارای ماهیتی غیر خطی هستند. کنترل این سیستم ها که هم دارای عدم قطعیت ساختاری^۱ و هم عدم قطعیت غیر ساختاری^۲ می باشند، امری دشوار می باشد [۱]. شیوه های طراحی کنترل غیر خطی از قبیل کنترل بهینه، کنترل تطبیقی، کنترل هوشمند، خطی سازی فیدبکی و کنترل مد لغزشی در این نوع از مسایل کنترلی بسیار موفق عمل می کنند [۵-۲].

کنترل ساختار متغیر^۳ (*VSC*) برای اولین بار در اوایل ۱۹۵۰ توسط امیلیانوف در اتحاد جماهیر شوروی پیشنهاد شد اما در خارج از شوروی مورد توجه قرار نگرفت تا اینکه در سال ۱۹۷۶ ایتکیس^۴ کتابی را در این زمینه تحریر کرد. کنترل مد لغزشی^۵ (*SMC*) به عنوان یک روش اصلی در (*VSC*) توسط اتکین^۶ در ۱۹۷۸ در کتابی با همین مضمون مورد بررسی واقع شد [۲]. از آن به بعد کتب و مقالات گوناگونی در این زمینه (*SMC*) به رشته تحریر در آمد [۴۰-۲۶]. این روش کنترلی توانایی مهار کردن عدم قطعیت های سیستم و اغتشاشات خارجی با مقاومت خوب را میسر ساخت [۸-۶]. در نشریات [۱۲-۱، ۹-۱] روش های طراحی سیستماتیکی برای کنترل کننده های مد لغزشی ذکر شده است. روش کنترل مد لغزشی مزایای زیادی دارد [۱۷-۱۳]، که مهمترین آنها عبارتند از:

۱) رفتار دینامیکی سیستم با انتخاب تابع کلیدزنی مخصوص، مناسب می گردد.

۲) پاسخ حلقه بسته در برابر یک کلاس خاص از عدم قطعیت ها، غیر حساس خواهد بود.

¹ Structured uncertainty

² Unstructured uncertainty

³ Variable structure control

⁴ Itkis

⁵ Sliding mode control

⁶ Utkin

کنترل مد لغزشی اساساً یک روش کنترل فیدبک کلیدزنی سرعت بالایی باشد که با استفاده از یک کنترل ناپیوسته، مسیرهای حالت سیستم را به تعدادی سطوح لغزش از پیش تعریف شده که این سطوح دارای ویژگی‌های مطلوب سیستم از قبیل پایداری، توانایی رد اغتشاش و ردیابی هستند، هدایت می‌کند. در مجموع یک حرکت لغزشی می‌تواند به دو فاز تقسیم شود: فاز رسیدن^۷ و فاز لغزش^۸. پس دو نوع قانون کنترل می‌تواند بطور جداگانه بدست آید [۱۵، ۱۶]. یکی از ویژگی‌های شاخص کنترل مد لغزشی آن است که بعد از رسیدن به مد لغزش (فاز لغزش)، سیستم در مقابل اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت پارامتری مقاوم خواهد بود [14]. مطابق گفته‌های فوق به دو نتیجه اساسی می‌رسیم:

(۱) نتیجه اول آنکه یک مرحله کلیدی در طراحی کنترل کننده‌های مد لغزشی، معرفی سطح لغزش^۹

مناسب می‌باشد بطوریکه خطاهای ردیابی تا سطح قابل قبولی کاهش پیدا کنند. متأسفانه یک کنترلر مد لغزشی ایده‌آل شامل یک تابع کلید زنی ناپیوسته می‌باشد و فرض می‌شود که سیگنال کنترلی می‌تواند بطور بسیار سریعی از یک مقدار به مقداری دیگر تغییر وضعیت دهد [1, 18]. در بعضی از سیستم‌های عملی به خاطر محدودیت‌های فیزیکی محرک‌هایشان، نمی‌توان کنترل سوئیچینگ سریع به آنها اعمال کرد [16, 18, 19]. در اثر کلیدزنی پدیده لرزش^{۱۰} که اساساً ناخواسته می‌باشد بصورت نوسان‌های فرکانس بالا نزدیک نقطه تعادل مطلوب ظاهر می‌شود و ممکن است دینامیک‌های فرکانس بالای مدل نشده سیستم را تحریک کند [1, 6, 19, 20]. برای رفع این مشکل روش‌های متعددی پیشنهاد می‌گردد. یک روش آن است که به جای تابع کلید زنی ناپیوسته از توابع پیوسته‌ای از قبیل توابع اشباع، توابع هیپربولیک، توابع اشباع هیپربولیک و توابع حلقوی جهت جلوگیری از پدیده نوسان و همچنین ایجاد پایداری‌نمایی استفاده شود [12, 16, 19, 21]. در بعضی از مطالعات از فیلترهای پایین‌گذر مرتبه ۱ بین کنترل کننده و سیستم استفاده شده است [22]. البته در مقالات [7, 15, 16, 23-25] نیز روش‌هایی برای مقابله با این پدیده نامطلوب و ناخواسته ارائه شده است.

(۲) نتیجه دوم آن است که در حالت مد لغزشی، سیستم در برابر اغتشاش مقاوم می‌باشد. اما در فاز رسیدن، سیستم کنترل مد لغزشی ممکن است به تغییرات پارامتری و اغتشاشات خارجی حساس

⁷ Reaching phase

⁸ Sliding phase

⁹ Sliding surface

¹⁰ Chattering

باشد. روش های مختلفی برای مینیمم کردن یا حذف کامل فاز رسیدن پیشنهاد شده است. یکی از

روش ها بوسیله Choi et al در مقالات [23-24] پیشنهاد گردید که از یک سطح کلید زنی

متحرک^{۱۱} (MSS) برای از بین بردن فاز رسیدن استفاده کرده است.

خاصیت بسیار جالب کنترل فازی^{۱۲} (FLC) آن است که به عنوان یک دانش خبره می تواند به آسانی در قوانین کنترل وارد شود و توانایی سرو کار داشتن با عدم قطعیت ها را دارد. طراحی کنترل کننده فازی بر اساس روش های تجربی می باشد بنابراین مدل ریاضی فرایند کنترل ممکن است دقیقاً معلوم نباشد. در واقع کنترل فازی قاعده تئوریک و واضحی برای طراحی کنترلی ندارد [41-48]. اخیراً با ترکیب تکنیک های کنترلی، پیشرفت چشم گیری در زمینه بهینه سازی کنترل مقاوم حاصل شده است. تجمع FLC و SMC برای رسیدن به پایداری و عملکرد بهتر در مقالاتی از قبیل [49] و [50] مورد تحقیق قرار گرفته اند. مطالعات در این زمینه اساساً در دو جهت می باشد. یک جهت، استفاده از کنترل فازی به منظور فازی سازی رابطه قانون کنترل و فاصله بین حالت واقعی و سطح لغزش می باشد [51]. این نوع کنترل کننده هیبریدی به کنترل کننده مد لغزشی فازی^{۱۳} (FSMC) معروف است. یکی از تحقیقات انجام شده در این زمینه، تطبیق سطح لغزش به کمک منطق فازی می باشد [52-54]. جهت دیگر استفاده از تئوری مد لغزشی به منظور طراحی کنترل کننده فازی می باشد، که این نوع کنترل کننده نیز به کنترلر فازی مد لغزشی^{۱۴} (SMFC) معروف می باشد [55-57]. در این روش قوانین فازی مطابق با قانون کنترل مد لغزشی تعیین می شوند.

با مقایسه دو روش فوق که در مقاله [58] انجام گرفته، می توان دید که شیوه اول می تواند بطور قابل توجهی نوسان را روی مد لغزش کاهش دهد. روش دوم نیز یک اصل تئوریک و سیستماتیک برای آنالیز و طراحی سیستم های کنترل فازی ارائه می دهد. در این پایان نامه قسمتی از کار را به طراحی یک کنترل کننده SMFC که دارای ویژگی های خوبی از قبیل: پایداری، پاسخ سریع، ردیابی خوب و مقاوم بودن به تغییرات پارامتری و اغتشاشات خارجی می باشد، اختصاص می دهیم.

۱-۲- ساختار پایان نامه:

در تحقیق انجام گرفته در این پایان نامه با توجه به قابلیت های کنترل مد لغزشی و همچنین توانمندی روش های فازی در رفع معایب و بهبود عملکرد آن، ترکیب های جدیدی از کنترل مد لغزشی با رهیافت های فازی ارائه شده که در کنترل موتور القایی مورد استفاده قرار می گیرد. نتایج شبیه سازی های انجام گرفته در این تحقیق، عملکرد خوب و توانمندی کنترل کننده های طراحی شده را در کنترل موقعیت موتور القایی نشان می دهد.

در ادامه ساختار پایان نامه بدین شرح می باشد: در فصل ۲ به تشریح اصول کنترل مد لغزشی که پایه و اساس طراحی در این پروژه است، پرداخته می شود. توصیف سیستم تحت مطالعه که موتور القایی می باشد در فصل ۳ گنجانده شده است. در فصل ۴ منطق فازی و اصول اولیه طراحی کنترل کننده های فازی مورد بررسی قرار گرفته است. در فصل ۵ یک کنترل کننده مد لغزشی برای موتور القایی طراحی

¹¹ Moving switching surface

¹² Fuzzy logic controller

¹³ Fuzzy sliding mode controller

¹⁴ Sliding mode fuzzy controller

و شبیه سازی می گردد. سپس به منظور بهبود عملکرد کنترلی، در فصل ۶ کنترل کننده $SMFC$ معرفی و بر روی موتور القایی پیاده می گردد در نهایت عملکرد کنترل کننده $SMFC$ با کنترل کننده های SMC ، SFC ^{۱۵} و PID مقایسه می گردد.

فصل دوم:

کنترل مد لغزشی

¹⁵ Sugeno fuzzy controller

۲-۱- اصول اساسی روش کنترلی مدلغزشی:

روش کنترلی مدلغزشی بر این واقعیات بدیهی استوار است که اولاً کنترل مطلوب یک سیستم غیرخطی نامعین مرتبه یک به مراتب ساده تر از کنترل یک سیستم غیرخطی نامعین مرتبه n است (جستجوی یک قانون کنترلی مناسب علیرغم وجود نامعینی و اغتشاشات پارامتر چندان دشوار نیست) و ثانیاً پایداری یک سیستم مرتبه یک را براحتی می توان تضمین کرد. سیستم غیرخطی نامعین $SISO$ مرتبه n زیر را در نظر بگیرید [1]:

$$\dot{x}^{(n)}(t) = f(x, t) + b(x, t) \cdot u + \tilde{d}(t) \quad (1-2)$$

که در آن $x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ بردار حالت، $\tilde{d}(t)$ اغتشاش وابسته به زمان با محدوده معین،

u ورودی کنترل، و $f(x, t)$ و $b(x, t)$ توابع غیر خطی از بردار حالت x و t می باشند. که دقیقاً معلوم نبوده ولی عدم قطعیت آنها محدود به توابع معلومی از بردار متغیر حالت x است.

هدف کنترل، تعیین یک قانون کنترل پسخوری $u = u(x, t)$ است بطوریکه سیستم حلقه بسته قادر

به ردیابی بردار حالت مطلوب $x_d(t) = (x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)})^T$ علیرغم وجود عدم قطعیت های مدل،

فرکانس های مدل نشده و اغتشاش باشد. به عبارت دیگر، بردار خطای ردیابی $e(t) = x(t) - x_d(t)$ به صفر همگرا گردد.

اساس کار در روش کنترل مدلغزشی، تعریف یک تابع اسکالر $s(x, t)$ در فضای n بعدی متشکل از

خطای ردیابی e و مشتقات مختلف آن تا مرتبه $n-1$ بصورت زیر است [2,9]:

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e = \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k-1)} \quad (2-2)$$

که در آن $\frac{d}{dt}$ اپراتور مشتق، λ یک ثابت مثبت، $\left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1}$ بسط آشنای دوجمله ای، $e^{(n-k-1)}$ مشتق مرتبه $(n-k-1)$ خطای ردیابی e و بالاخره $\binom{n-1}{k}$ کمیت آشنای ترکیب بوده و برابر است با $\binom{n-1}{k} = \frac{(n-1)!}{k!(n-1-k)!}$. با انتخاب S بصورت (۲-۲) $s(x, t) = 0$ یک سطح وابسته به زمان در فضای n بعدی (معروف به سطح لغزش^{۱۶}) را نمایش می دهد. انتخاب یک سطح لغزش بصورت فوق مزایای زیر را در پی دارد:

۱. این سطح بیانگر یک معادله دیفرانسیل خطی است که پاسخ یکتای آن معادل $e(t) = 0$ برای $t \geq 0$

است مشروط بر آنکه $e(0) = 0$ (بعبارت دیگر $x(0) = x_d(0)$) باشد و در غیر اینصورت نیز خطا

بطور نمایی به صفر همگرا میگردد. بدیهی است هر چه λ بزرگتر باشد سرعت همگرایی نمایی بیشتر

و البته به همان نسبت انرژی مصرفی سیستم نیز قاعدتاً بیشتر خواهد بود و بالعکس. لذا مسأله کنترل

مورد نظر (ردیابی بردار حالت مطلوب) معادل با قراردادن تابع اسکالر $s(x, t)$ در صفر است (یا باقی ماندن بردار حالت بر روی سطح لغزش برای $t \geq 0$).

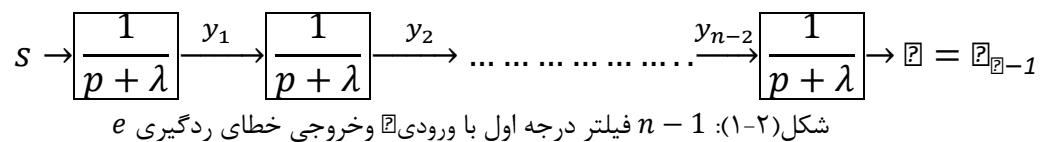
۲. مسئله ردیابی بردار n بعدی x_d را می توان در عمل با مسئله پایدارسازی مرتبه اول در s جایگزین کرد. با توجه به اینکه معادله s شامل $e^{(n-1)}$ است، ما تنها لازم است از s یک مرتبه مشتق بگیریم تا ورودی u ظاهر شود.

۳. با انتخاب s به صورت رابطه (۲-۲) محدودیت های s را می توان مستقیماً به محدودیت های بردار خطای ردیابی e منتقل کرد. به عنوان مثال داریم:

$$\text{if } \forall t \geq 0, |s(t)| \leq \varphi \rightarrow \forall t \geq 0, |e^{(i)}(t)| \leq (2\lambda)^i \xi, \quad \xi = \varphi / \lambda^{n-1}, \quad (i = 0, \dots, n-1) \quad (3-2)$$

اثبات: [1]

معادله دیفرانسیل خطی (۲-۲) می توان بصورت یک زنجیره از $n-1$ فیلتر درجه اول با ورودی $\square$ و خروجی خطای ردگیری e در نظر گرفت (شکل (۱-۲)).



با توجه به شکل فوق، y_1 را می توان بصورت زیر بیان کرد:

$$y_1 = s \times \frac{1}{p + \lambda} \Rightarrow y_1(t) = s(t) * e^{-\lambda t} = \int_0^t s(\tau) e^{-\lambda(t-\tau)} d\tau \quad (4-2)$$

از (۲-۳) و (۲-۴) نتیجه می گیریم که:

$$|y_1| \leq \varphi \int_0^t e^{-\lambda(t-\tau)} d\tau = \frac{\varphi}{\lambda} (1 - e^{-\lambda t}) \Rightarrow |y_1| \leq \frac{\varphi}{\lambda} \quad (5-2)$$

برای y_2 نیز می توان رابطه ای بصورت زیر نوشت:

$$y_2 = y_1 \times \frac{1}{p + \lambda} \Rightarrow y_2(t) = \int_0^t y_1(\tau) e^{-\lambda(t-\tau)} d\tau \quad (6-2)$$

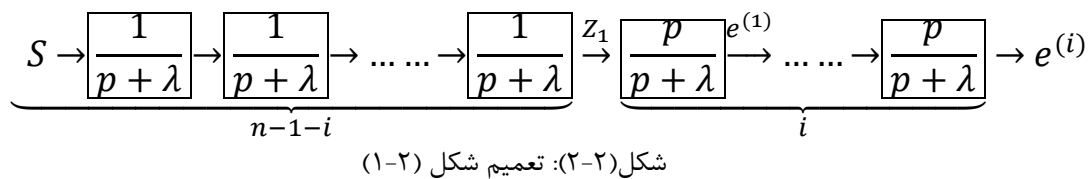
از (۲-۵) و (۲-۶) نتیجه می گیریم که:

$$|y_2| \leq \frac{\varphi}{\lambda} \times \frac{1}{\lambda} (1 - e^{-\lambda t}) \leq \frac{\varphi}{\lambda^2} \quad (7-2)$$

با ادامه روال فوق، برای y_{n-1} خواهیم داشت:

$$|y_{n-1}| = |e| \leq \frac{\varphi}{\lambda^{n-1}} = \xi \quad (8-2)$$

با توجه به اینکه [2] امین مشتق خطا بصورت $e^{(i)} = ep^i$ قابل بیان است، شکل (۱-۲) را می توان بصورت شکل (۲-۲) تعمیم داد.



با توجه به شکل (۲-۲) مشتق اول خطای ردیابی برابر است با:

$$e^{(1)} = Z_1 \times \left(1 - \frac{\lambda}{p + \lambda}\right) \Rightarrow e(t)^{(1)} = Z_1 - \lambda \int_0^t Z_1(\tau) \cdot e^{-\lambda(t-\tau)} d\tau \quad (9-2)$$

از روابط (۲-۹) و (۲-۸) می توان نتیجه گرفت که:

$$|e(t)^{(1)}| \leq \frac{\varphi}{\lambda^{n-i-1}} (1 - \lambda \int_0^t e^{-\lambda(t-z)} dz) = \frac{\varphi}{\lambda^{n-i-1}} (1 + (1 - e^{-\lambda t})) \leq \frac{2\varphi}{\lambda^{n-i-1}} \quad (10-2)$$

با انجام روال فوق برای [2] امین مشتق خطای ردیابی خواهیم داشت:

$$|e^{(i)}| \leq \frac{\varphi}{\lambda^{n-i-1}} \times 2^i \quad (11-2)$$



برای دستیابی به قانون کنترلی (u) که به ازای آن بردار حالت $e(t)$ به سطح لغزش $s(x, t) = 0$ برسد و روی آن باقی بماند یک تابع لیپانوف بصورت زیر تعریف می کنیم:

$$V = \frac{1}{2} |s|^2 \quad (12-2)$$

در تابع لیپانوف^{۱۷} فوق همواره $V(0) = 0$ بوده و به ازای هر V مخالف صفر $V > 0$ می باشد. در نتیجه [2] معین مثبت^{۱۸} می باشد. در این حالت یک شرط کافی برای پایداری سیستم (۱-۲) آن است که [1]:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} |s|^2 \leq -\eta |s| \Rightarrow \frac{1}{2} \times 2 |s| \dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta |s| \Rightarrow \dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (13-2)$$

رابطه فوق را شرط لغزش یا شرط رسایی^{۱۹} (شرط رسیدن به سطح لغزش) می گویند. که در آن η یک ثابت مثبت می باشد. شرط لغزش فوق بیانگر اینست که مربع فاصله از سطح لغزش (یعنی s^2) در امتداد تمامی مسیرهای حالت سیستم کاهش یافته و اختلالات و نامعینی های دینامیکی، در صورت عدم نقض شرط فوق، تحمل خواهندگردید (تحمل سراسر است، ساده و کاملاً توجیه پذیر نامعینی ها و اختلالات ضمن تحقق اهداف کنترلی).

توجه:

۱. $s(x, t)$ بی که در شرط رسایی (۲-۱۳) صدق کند، سطح لغزش نامیده می شود و به رفتار سیستم

هنگامی که بر روی سطح لغزش گیرد، حالت لغزشی یا مد لغزشی^{۲۰} گفته می شود. نکته جالب در

¹⁷ Lyapunov function

¹⁸ Positive definite

¹⁹ Reaching condition

²⁰ Sliding mode

مورد سطح $s(x, t)$ آن است که هنگامی که مسیر های سیستم بر روی آن قرار می گیرند، سیستم

دیگر با معادله سطح لغزش یعنی $(\frac{d}{dt} + \lambda)^{n-1}e = 0$ توصیف می شود. به عبارت دیگر می توان

گفت که سطح لغزش $s(x, t)$ هم یک مکان است و هم یک دینامیک.

۲. می توان نشان داد که حداکثر پس از مدت زمان $t_f = \frac{|s(t=0)|}{\eta}$ ، مسیر حالت به سطح لغزش خواهد

رسید [1]. (برای اینکار کافی است در شرط لغزش (۲-۱۳)، بجای نامساوی از مساوی استفاده و

سپس معادله دیفرانسیل مرتبه اول حاصل را به ازای مقدار اولیه $s(t=0) \neq 0$ و مقدار نهایی $s(t =$

$$t_f) = 0 \text{ حل کرد.}$$

تعریف: مد لغزشی هنگامی روی می دهد که مسیر حالت $e(t)$ به سطح لغزش $s(x, t) = 0$ رسیده باشد و مستقل از عدم قطعیت های مدل، فرکانس های مدل نشده و اغتشاش همچنان که به سمت مبدا می لغزد روی این سطح باقی بماند.

۲-۲- بدست آوردن قانون کنترل $u(t)$: [1,17,59]

سیستم غیر خطی حلقه باز و تغییرپذیر با زمان (۲-۱) را در نظر بگیرید. باز یاد آوری می کنیم که $\tilde{d}(t)$ اغتشاش وابسته به زمان با

محدوده معین $\tilde{d} \leq D$ و $b(x, t)$ و $f(x, t)$ توابع غیر خطی از بردار حالت x و زمان t می باشند که مقدار آنها معلوم نیست ولی

محدوده عدم قطعیتشان معلوم و بصورت زیر است:

$$|f - \hat{f}| \leq F \quad (14 - 2)$$

$$0 \leq b_{min} \leq b \leq b_{max} \rightarrow \hat{b} = (b_{min} \cdot b_{max})^{\frac{1}{2}} \quad (15 - 2)$$

که $\hat{f}$ و $\hat{b}$ به ترتیب تقریب توابع f و b هستند.

از تقسیم طرفین نامساوی (۲-۱۵) بر $\hat{b}$ می توان نتیجه گرفت که:

$$\beta^{-1} \leq \frac{b}{\hat{b}} \leq \beta \quad (16 - 2)$$

در این نامساوی β حاشیه بهره بوده و برابر است با:

$$\beta = \left(\frac{b_{max}}{b_{min}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (17 - 2)$$

حال همانطور که گفته شد برای تعیین قانون کنترلی که بتواند سیستم (۲-۱) را به مد لغزشی ببرد ابتدا سطح لغزشی بصورت (۲-۲)

تعریف می کنیم. در روی سطح لغزش همواره $s = 0$ می باشد پس می توان گفت که $\dot{s}$ نیز برابر صفر است. در این حالت داریم:

$$\dot{s} = \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \cdot \lambda^k \cdot e^{(n-k)} = e^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \cdot \lambda^k \cdot e^{(n-k)} = 0 \quad (18 - 2)$$

با جایگذاری $e^{(n)} = x^{(n)} - x_d^{(n)}$ خواهیم داشت:

$$x^{(n)} - x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \cdot \lambda^k \cdot e^{(n-k)} = 0 \quad (19 - 2)$$

با قرار دادن معادله (۲-۱) در (۲-۱۹) داریم:

$$\dot{s} = f + bu + \tilde{d} - x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} = 0 \quad (20-2)$$

در این صورت مقدار کنترل معادل^{۲۱} برابر است با:

$$u_{eq} = \hat{b}^{-1} [x_d^{(n)} - \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} - \hat{f} - \tilde{d}] \quad (21-2)$$

اکنون قانون کنترل مد لغزشی را بصورت زیر تعریف می کنیم:

$$u = u_{eq} - \hat{b}^{-1} \cdot K \cdot \text{sgn}(s) \quad (22-2)$$

حال هدف یافتن مقدار K است بطوری که قانون کنترل u شرط رسیدن (۲-۱۳) را برآورده نماید. با قرار دادن (۲-۲۲) در (۲-۲۰) داریم:

$$\dot{s} = f + bu_{eq} + \tilde{d} - b\hat{b}^{-1} \cdot K \cdot \text{sgn}(s) - x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \quad (23-2)$$

از جایگذاری (۲-۲۱) در رابطه $\dot{S}$ فوق خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{s} = & \left(f - b\hat{b}^{-1}(\hat{f} + \tilde{d}) \right) + (1 - b\hat{b}^{-1}) \left(-x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \right) \\ & - b\hat{b}^{-1} \cdot K \cdot \text{sgn}(s) \end{aligned} \quad (24-2)$$

با توجه به شرط لغزشی (۲-۱۳) و (۲-۲۴) داریم:

$$\begin{aligned} & \left(f - b\hat{b}^{-1}(\hat{f} + \tilde{d}) \right) + (1 - b\hat{b}^{-1}) \left(-x_d^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \right) \cdot \text{sgn}(s) - b\hat{b}^{-1} \cdot K \\ & \leq -\eta \end{aligned} \quad (25-2)$$

با تعریف $\hat{u}$ بصورت زیر:

$$\hat{u} = x_d^{(n)} - \sum_{k=1}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \quad (26-2)$$

و جایگذاری آن در (۲-۲۵)، بدست می آید:

$$K \geq \eta \hat{b} b^{-1} + \hat{b} b^{-1} f - \hat{f} - \tilde{d} - (\hat{b} b^{-1} - 1) \hat{u} \quad (27-2)$$

اگر $f = \hat{f} + (f - \hat{f})$ گرفته شود. نامساوی فوق بصورت زیر بیان خواهد شد:

$$K \geq \eta \hat{b} b^{-1} + \hat{b} b^{-1} (f - \hat{f}) - \tilde{d} - (\hat{b} b^{-1} - 1) (-\hat{u} + \hat{f}) \quad (28-2)$$

در این صورت با جایگذاری حاشیه بهره (۲-۱۶) در نامساوی (۲-۲۸)، محدوده K بصورت زیر خواهد بود:

$$K \geq \beta(\eta + F) + (\hat{b} b^{-1} - 1) |-\hat{u} + \hat{f}| + D \quad (29-2)$$

۲-۳- مزایا و معایب:

کنترل مد لغزشی دارای مزایا و قابلیت‌های زیر می‌باشد که مورد توجه بسیاری از محققین مباحث کنترل واقع شده است [16].

²¹ Equivalent control

۱. قابلیت طراحی برای اکثر سیستم‌ها از قبیل سیستم‌های غیر خطی، سیستم‌های چند ورودی چند

خروجی^{۲۲} (MIMO)، مدل‌های زمان - گسسته، سیستم‌های مقیاس - بزرگ^{۲۳}، سیستم‌های بی‌نهایت

بعد^{۲۴} و سیستم‌های تصادفی^{۲۵}.

۲. مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌های مدل، تغییرات پارامترها و اغتشاشات.

متأسفانه علیرغم این قابلیت‌های ممتاز، [۲۲][۲۳] نیز مانند دیگر روش‌های کنترل دارای نقایصی می‌باشد که در ذیل به مهمترین آن‌ها اشاره می‌شود.

بدلیل ناپیوستگی قانون کنترل حول سطح لغزش (عمل کلیدزنی)، در حالت ایده آل، ردیابی کامل نیاز به فرکانس کلیدزنی بی‌نهایت دارد. در هر حال این امر در عمل، به دلایل متعدد از جمله: تأخیرهای موجود در سیستم، خطاهای احتمالی در مشاهده حالتها، و محدودیتهای پیاده سازی دیجیتالی امکان پذیر نبوده و منجر به نوعی نوسان یا سیکل حدی حول سطح لغزش می‌شود. این نوسان مستلزم فعالیت بالای کنترلی است که می‌تواند علاوه بر صدمه رساندن به سیستم، دینامیک‌های فرکانس بالای نامطلوب سیستم (دینامیک‌های مدل نشده) را فعال سازد. برای رفع این مشکل، به روشهای مختلف، قانون کنترل در محل سطح لغزش پیوسته می‌گردد، از جمله:

۱- یک لایه مرزی^{۲۶} (BL) با ضخامت φ و پهنای $\varepsilon = \frac{\varphi}{\lambda^{n-1}}$ بصورت $B(t) = \{X, |s(X, t)| \leq \varphi\}$ مطابق شکل (۲-۳) تعریف می

کنیم. خارج از $B(t)$ ، قانون کنترل u را مانند قبل (رابطه (۲-۲۲)) انتخاب می‌کنیم، که تضمین می‌کند لایه مرزی جاذب و نامتغیر

است. و سپس u را در داخل $B(t)$ مطابق شکل (۲-۴) درون یابی می‌کنیم. برای مثال درون $B(t)$ ، در قانون کنترل u عبارت

$sgn(s)$ را با $sat\left(\frac{s}{\varphi}\right)$ جایگزین می‌کنیم. در این صورت شکل کلی قانون کنترل بصورت زیر خواهد بود:

$$u = \hat{u} - \hat{b}^{-1} \cdot K \cdot sat\left(\frac{s}{\varphi}\right) \quad (30-2)$$

که تابع اشباع بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$sat\left(\frac{s}{\varphi}\right) = \begin{cases} sgn\left(\frac{s}{\varphi}\right) & |s| \geq |\varphi| \\ \frac{s}{\varphi} & |s| < |\varphi| \end{cases} \quad (31-2)$$

²² Multi-Input Multi Output

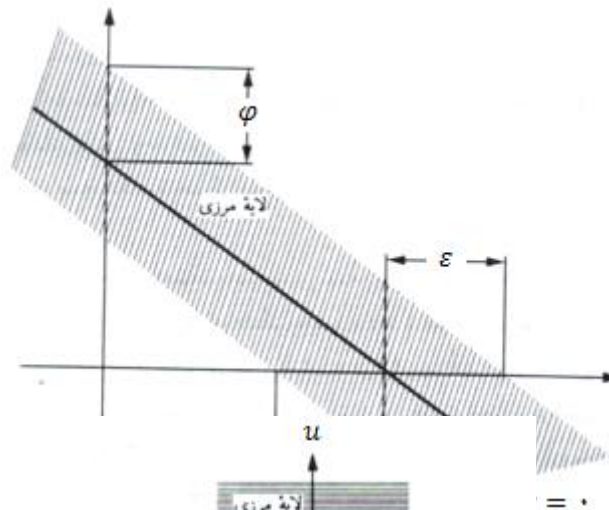
²³ Large-scale systems

²⁴ Infinite dimensional systems

²⁵ Stochastic systems

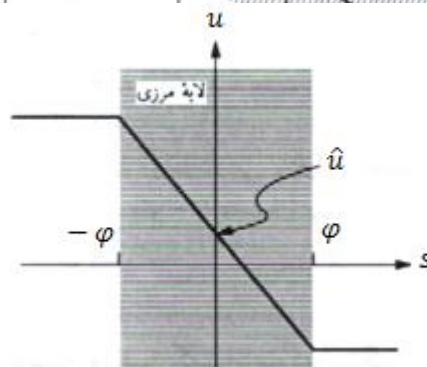
²⁶ Boundary layer

[1]



شکل (۳-۲): لایه مرزی

لایه مرزی [1]



شکل (۴-۲): درون یابی کنترل در

پایداری مجانبی حاصل شده و BL یکاین کار آن است که BL از بروز نوسان

جلوگیری می کند اما این بهبودی به قیمت افزایش خطای ردگیری و کاهش عملکرد، حاصل می گردد. بطوریکه این قانون کنترل به

ردیابی با دقت تضمین شده ای در حدود $\varepsilon = \frac{\phi}{\lambda^{n-1}}$ منجر می گردد.با تعیین K توسط رابطه (۲-۲۹)،ناحیه جذب^{۲۷} خواهد بود. نتیجه

نکته: مقدار مناسب پارامتر ϕ (یا نصف عرض لایه مرزی در نظر گرفته شده حول سطح لغزش جهت اعمال کنترل پیوسته) با سعی و خطا، جهت تضعیف مناسب نوسانات موجود حول سطح لغزش و البته با لحاظ خطای حالت ماندگار معقول ($\varepsilon = \frac{\phi}{\lambda^{n-1}}$) بدست خواهد آمد.

۲- کنترل مد لغزشی فازی^{۲۸}:

در موارد متعددی، از ایده کنترل فازی در طراحی کنترل کننده مد لغزشی استفاده شده است [41]. نتیجه این کار حذف نوسانات ناخواسته حول سطح لغزش، بدلیل فازی شدن عمل کلیدزنی است ضمن آنکه انعطاف پذیری قواعد فازی می تواند به بهبود عملکرد کنترل کننده کمک نماید.

۳- استفاده از یک کنترل کننده (انعطاف پذیرتر) دیگر در حوالی سطح لغزش.

²⁷ Domain of attraction

²⁸ Fuzzy sliding mode control

فصل سوم:

معادلات موتور القایی

در این فصل نحوه استخراج معادلات حالت موتور القایی سه فاز و به طور خاص موتور القایی با روتور قفس سنجابی^{۲۹} که مورد تحت مطالعه در این تحقیق است، شرح داده می‌شود [60-64].

۳-۱- میدان مغناطیسی گردان و لغزش:

²⁹ Squirrel cage rotor

همانطور که می‌دانیم مجموعه جریان سه فاز متقارن اعمالی به موتور، در سیم‌پیچی‌های سه فاز استاتور، میدان ω_r گردشی با سرعت زاویه‌ای الکتریکی $\omega_r = 2\omega_s$ که ω_s فرکانس جریان تحریک (فرکانس نامی^{۳۱}) می‌باشد، تولید می‌کند. رابطه سرعت زاویه‌ای الکتریکی استاتور با سرعت سنکرون^{۳۲} بر حسب رادیان بر ثانیه مکانیکی برابر است با [60]:

$$\omega_r = \frac{2}{p} \omega_s \quad (1-3)$$

زمانی که روتور در سرعت ثابت ω_r (رادیان بر ثانیه مکانیکی) دوران می‌کند، لغزش سرعت^{۳۳} بین روتور و میدان گردان سنکرون استاتور برابر است با [61]:

$$\omega_{slip} = \omega_r - \omega_s = \omega_r - \omega_s \quad (2-3)$$

که ω_{slip} لغزش^{۳۴} می‌باشد.

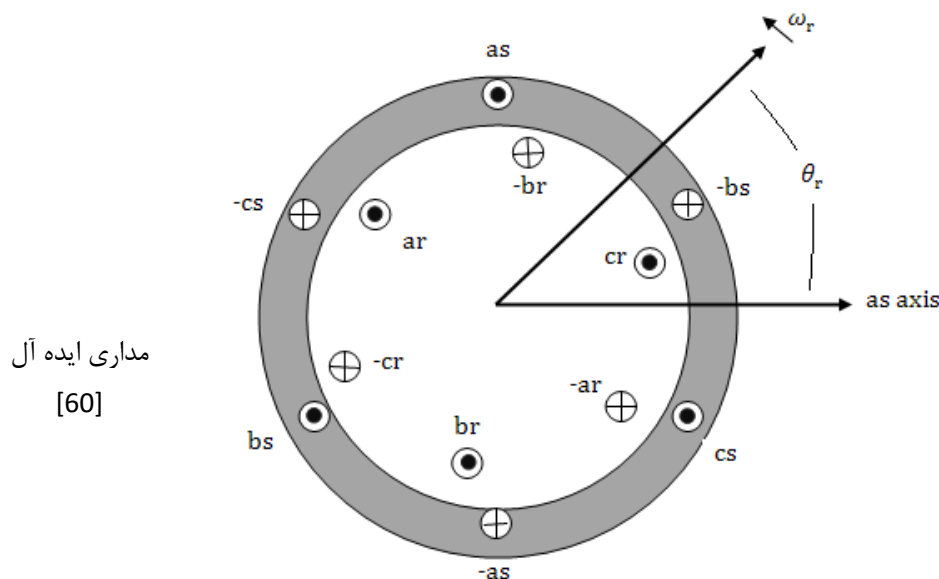
رابطه فوق با بیان الکتریکی سرعت‌ها به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\omega_{slip} = \omega_r - \omega_s \quad (3-3)$$

در رابطه فوق ω_r سرعت الکتریکی روتور، ω_s سرعت الکتریکی (سرعت سنکرون) و ω_{slip} سرعت الکتریکی لغزش می‌باشد.

۳-۲- مدل مداری ماشین القایی سه فاز:

با استفاده از نماد سازی ماشین با سیم پیچی‌های تزویج شده، معادله ولتاژ سیم پیچ‌های استاتور و روتور (نشان داده شده در شکل (۳-۱)) به صورت زیر خواهد بود [60]:



شکل (۳-۱): مدل ماشین القایی سه فاز معادلات ولتاژ استاتور:

$$\begin{aligned} u_{as} &= i_{as} r_s + \frac{d\psi_{as}}{dt} \\ u_{bs} &= i_{bs} r_s + \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\ u_{cs} &= i_{cs} r_s + \frac{d\psi_{cs}}{dt} \end{aligned} \quad (4-3)$$

معادلات ولتاژ روتور:

³⁰ Magnetic Motive Force

³¹ Rated Frequency

³² Synchronous speed

³³ Slip speed

³⁴ Slip

$$\begin{aligned}
u_{ar} &= i_{ar}r_r + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \\
u_{br} &= i_{br}r_r + \frac{d\psi_{br}}{dt} \\
u_{cr} &= i_{cr}r_r + \frac{d\psi_{cr}}{dt}
\end{aligned} \tag{5-3}$$

در نمایش ماتریسی، شار دور سیم پیچی روتور و استاتور برحسب جریان و اندوکتانس سیم پیچی به صورت زیر نوشته می شود:

$$\begin{bmatrix} \psi_s^{abc} \\ \psi_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \quad Wb.turn \tag{6-3}$$

که در این نمایش ماتریسی بردارهای شار دور و جریان بصورت زیر هستند:

$$\begin{aligned}
\psi_s^{abc} &= (\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs})^t \\
\psi_r^{abc} &= (\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr})^t \\
i_s^{abc} &= (i_{as}, i_{bs}, i_{cs})^t \\
i_r^{abc} &= (i_{ar}, i_{br}, i_{cr})^t
\end{aligned} \tag{7-3}$$

و ماتریس های اندوکتانس استاتور و روتور (L_{ss} و L_{rr}) نیز بصورت زیر تعریف می شوند:

$$L_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ss} + L_{ls} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ss} + L_{ls} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ss} + L_{ls} \end{bmatrix} H \tag{8-3}$$

$$L_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{rr} + L_{lr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rr} + L_{lr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{rr} + L_{lr} \end{bmatrix} H \tag{9-3}$$

که L_{ls} اندوکتانس پراکندگی هر فاز سیم پیچی استاتور، L_{lr} اندوکتانس پراکندگی هر فاز سیم پیچی روتور، L_{ss} اندوکتانس خودی سیم پیچی استاتور، L_{rr} اندوکتانس خودی سیم پیچی روتور، L_{sm} اندوکتانس متقابل سیم پیچی های استاتور، L_{rm} اندوکتانس متقابل سیم پیچی های روتور می باشد.

از طرفی در رابطه ماتریسی (۳-۶) ماتریس های اندوکتانس متقابل استاتور به روتور و روتور به استاتور با هم برابر و بصورت زیر تعریف می شوند:

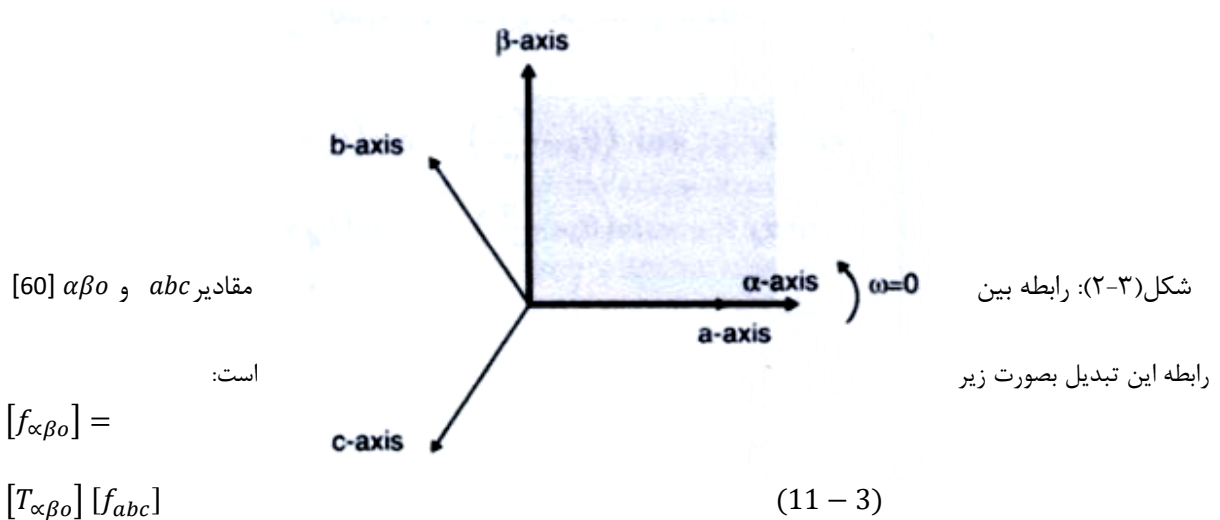
$$L_{sr}^{abc} = [L_{rs}^{abc}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \tag{10-3}$$

۳-۳- تبدیلات:

در بررسی حالت پایدار ماشین از مدار معادل تک فاز استفاده می شود ولی وقتی هدف بررسی مسائلی مانند کنترل سرعت یا موقعیت است، باید به عملکرد دینامیکی توجه شود. در حالت دینامیکی، اثر کوپلاژ بین فازهای روتور و استاتور مطرح می باشد. خصوصا با توجه به اینکه ضرایب کوپلاژ متناسب با وضعیت روتور بوده و در طول زمان تغییر خواهند کرد لذا با معادلات دیفرانسیلی که دارای ضرایب تغییر پذیر با زمان هستند مواجه خواهیم بود برای رفع این مشکل می توان از مدل های دینامیکی با به کارگیری تئوری محورها $dq\alpha\beta$ یا استفاده کرده و پارامترهای متغیر با زمان را حذف کرد. حال در زیر به توضیح این تبدیلات می پردازیم.

۳-۳-۱- تبدیل کلارک ($\alpha\beta 0$):

متغیرهای دو فاز ایستای تبدیل کلارک با زیر نویس α و β مشخص می شوند. همان گونه که در شکل (۲-۳) نشان داده شده است محور α بر محور فاز a منطبق بوده و محور β نسبت به محور a به اندازه $\frac{\pi}{2}$ متاخر است.

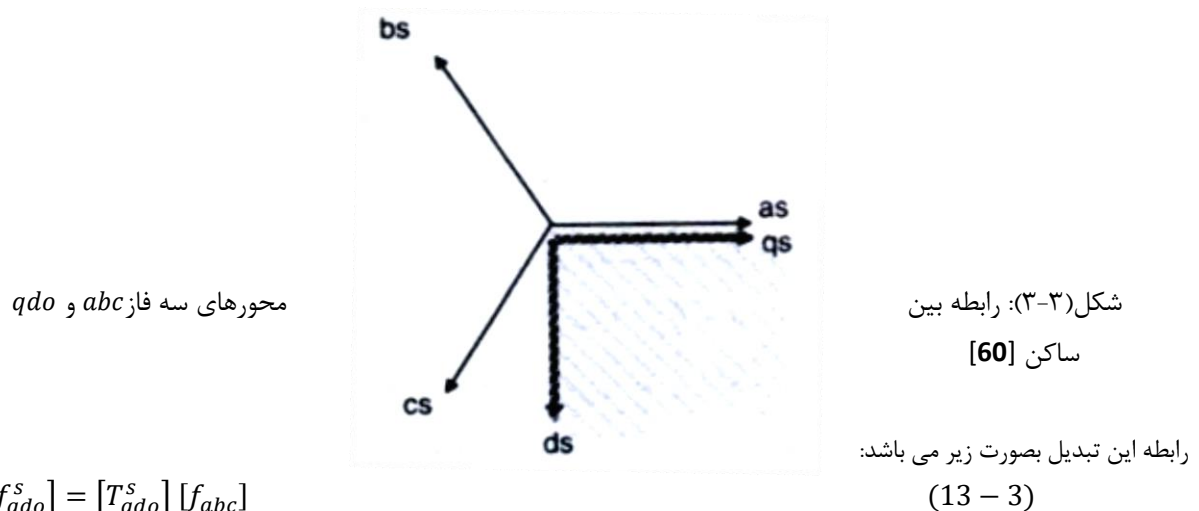


در رابطه فوق متغیر f می تواند جریان، ولتاژ و یا شار باشد. و ماتریس تبدیل $[T_{\alpha\beta o}]$ عبارت است از:

$$[T_{\alpha\beta o}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (12 - 3)$$

۳-۲- تبدیل پارک:

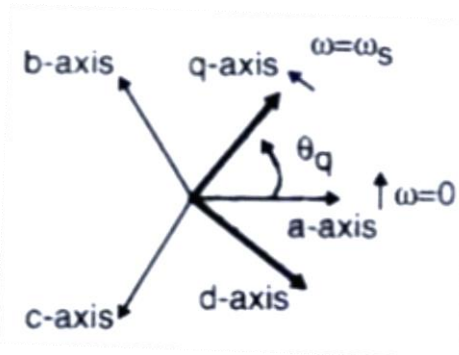
حالت (۱) تبدیل بین abc و qdo ساکن: در این نوع تبدیل همان طور که در شکل (۳-۳) نشان داده شده است محور q بر محور فاز a منطبق بوده و نسبت به محور d به اندازه $\frac{\pi}{2}$ متاخر می باشد.



که در این رابطه ماتریس تبدیل $[T_{qdo}^s]$ عبارت است از:

$$[T_{qdo}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (14 - 3)$$

حالت ۲) تبدیل بین abc و qdo گردان: برای بعضی از مطالعات یا کاربردها، ممکن است به تبدیل متغیرهای abc به یک قاب مرجع qdo دیگر که در حال گردش است نیاز باشد. در شکل (۳-۴) رابطه هندسی محورهای qdo گردان نسبت به محورهای abc نشان داده شده است.



کمیت های abc و qdo [60]

می باشد:

شکل (۳-۴): رابطه هندسی بین

همواره رابطه این تبدیل بصورت زیر

$$[f_{qdo}] = [T_{qdo}] [f_{abc}] \quad (15 - 3)$$

که ماتریس تبدیل $[T_{qdo}]$ عبارت است از:

$$[T_{qdo}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_q & \cos(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_q & \sin(\theta_q - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_q + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (16 - 3)$$

θ_q زاویه بین محور a مربوط به محورهای abc و محور q مربوط به محور qdo گردان می باشد.

روش دوم تبدیل بین abc و qdo گردان: در این روش ابتدا توسط تبدیل

از فاز abc به فاز qdo ساکن برده می شود، سپس تبدیل کامل qdo ساکن به qdo گردان با در نظر گرفتن مؤلفه توالی صفر به ترتیب زیر است (شکل (۳-۵)):

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_o^s \end{bmatrix} \quad (17 - 3)$$

تبدیل فوق را به شکل ماتریسی زیر می توان نوشت:

$$[f_{qdo}] = [T_\theta] [f_{qdo}^s] \quad (18 - 3)$$

از روابط (۳-۱۳) و (۳-۱۸) می توان نتیجه گرفت که:

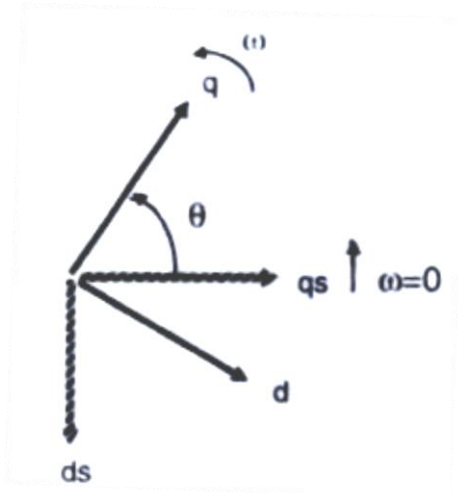
$$[f_{qdo}] = [T_\theta] [T_{qdo}^s] [f_{abc}] \quad (19 - 3)$$

با جایگذاری $[T_\theta] [T_{qdo}^s]$ توسط $[T_{qdo}]$ داریم:

$$[f_{qdo}] = [T_{qdo}] [f_{abc}] \quad (20 - 3)$$

با ضرب کردن ماتریس ها و ساده کردن آن می توان نشان داد که ماتریس $[T_{qdo}]$ برابر است با:

$$[T_{qdo}] = [T_{\theta}] [T_{qdo}^s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (21-3)$$



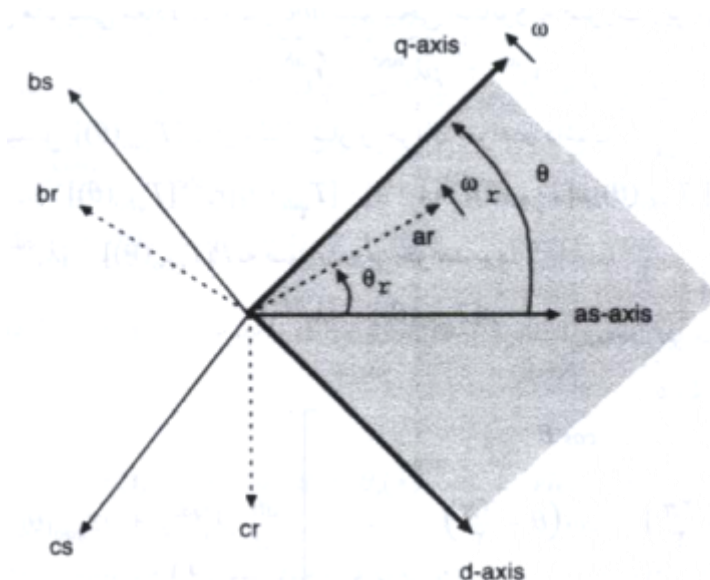
سه فاز abc و qdo گردان [60]

شکل (۳-۵): رابطه بین محورهای

قاب مرجع گردان qdo:

۳-۴- مدل ماشین در

دو مدل مرجع معمول برای تحلیل گردان با سرعت سنکرون می‌باشند که هر یک برای مقصودی مناسبند. در مدل مرجع ساکن، متغیرهای qdo ماشین شبیه مدلی‌اند که معمولاً در شبکه استفاده می‌شوند. این انتخاب مدل زمانی که شبکه بزرگ و یا پیچیده است، مناسب می‌باشد. در مدل مرجع گردان، متغیرهای qdo در حالت ماندگار ثابت‌اند که برای مدل سیگنال کوچک در یک نقطه کار انتخابی مناسب می‌باشد. ابتدا معادله ماشین القایی را در مدل مرجع گردان که با سرعت ω در جهت روتور می‌گردد به دست می‌آوریم. مدل مرجع ساکن با قرار دادن $\omega = 0$ و مدل مرجع گردان سنکرون با قرار دادن $\omega = \omega_r$ به دست می‌آید [60,64]. در شکل (۳-۶) ربع اول مدل مرجع که با سرعت دلخواه، $\omega(2)$ می‌گردد، سایه‌دار نشان داده شده است.



محورهای سه فاز abc

شکل (۳-۶): رابطه بین qdo دلخواه [60] و

محور q مدل مرجع و استاتور بوده θ_r نیز

در این شکل θ زاویه محور a از سیم پیچ

زاویه بین محور استاتور و فاز a روتور که با سرعت $\omega(2)$ می‌گردد، می‌باشد.

۳-۴-۱- معادلات ولتاژ در قاب مرجع گردان qdo :

با توجه به روابط (۳-۴) نمایش ماتریسی معادلات ولتاژ abc سیم پیچی استاتور به صورت زیر می‌باشد.

$$u_s^{abc} = p \psi_s^{abc} + r_s^{abc} i_s^{abc} \quad (22-3)$$

با به کار بردن تبدیل $[T_{qdo}]$ برای ولتاژ، شار و جریان خواهیم داشت:

$$u_s^{qdo} = [T_{qdo}(\theta)] P [T_{qdo}(\theta)]^{-1} [\psi_s^{qdo}] + [T_{qdo}(\theta)] r_s^{abc} [T_{qdo}(\theta)]^{-1} [i_s^{qdo}] \quad (23-3)$$

در رابطه فوق، مشتق زمانی $[\psi_s^{qdo}]^{-1} P [T_{qdo}(\theta)]$ به صورت زیر محاسبه خواهد گردید:

$$P [T_{qdo}(\theta)]^{-1} [\psi_s^{qdo}] = \quad (24-3)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{2}{3}(\frac{2}{3} - \frac{2}{3}) & \frac{2}{3}(\frac{2}{3} - \frac{2}{3}) & 0 \\ -\frac{2}{3}(\frac{2}{3} + \frac{2}{3}) & \frac{2}{3}(\frac{2}{3} - \frac{2}{3}) & 0 \end{bmatrix} \frac{2}{3} [\psi_s^{qdo}] + [T_{qdo}(\theta)]^{-1} [P \psi_s^{qdo}]$$

با جایگذاری رابطه (۳-۲۴) در (۳-۲۳) و مرتب سازی، خواهیم داشت:

$$u_s^{qdo} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_s^{qdo} + P \psi_s^{qdo} + r_s^{qdo} i_s^{qdo} \quad (25-3)$$

که ω و r_s^{qdo} برابرند با:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}, \quad r_s^{qdo} = r_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (26-3)$$

توجه:

با توجه به رابطه (۳-۲۵) معادلات ولتاژ استاتور در قاب مرجع گردان سنکرون ($\omega = \omega_e$) بصورت زیر خواهد بود:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \dot{\psi}_{ds} - \omega_e \psi_{qs} \quad (27-3)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \dot{\psi}_{qs} + \omega_e \psi_{ds} \quad (28-3)$$

حال باید مقادیر ولتاژ روتور نیز به قاب مرجع گردان qdo ارجاع داده شوند. در شکل (۳-۶) می‌توان مشاهده کرد که زاویه تبدیل برای مقادیر روتور ($\theta - \theta_r$) است. با استفاده از تبدیل $T_{qdo}(\theta - \theta_r)$ روی معادلات روتور به طور مشابه با معادلات ولتاژ استاتور، معادلات ولتاژ qdo برای سیم پیچی روتور حاصل می‌شود. با توجه به روابط (۳-۵) نمایش ماتریسی معادلات ولتاژ abc سیم پیچی روتور به صورت زیر می‌باشد:

$$u_r^{abc} = p \psi_r^{abc} + r_r^{abc} i_r^{abc} \quad (29-3)$$

با به کار بردن تبدیل $T_{qdo}(\theta - \theta_r)$ برای ولتاژ خواهیم داشت:

$$u_r^{qdo} = [T_{qdo}(\theta - \theta_r)] u_r^{abc} \quad (30-3)$$

بعد از ساده سازی خواهیم داشت:

$$u_r^{qdo} = (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_r^{qdo} + P \psi_r^{qdo} + r_r^{qdo} i_r^{qdo} \quad (31-3)$$

توجه:

با توجه به رابطه (۳-۳۱) معادلات ولتاژ روتور در قاب مرجع گردان سنکرون ($\omega = \omega_e$) و در حالی که ترمینال های سیم پیچی های روتور به هم اتصال کوتاه شده باشد، بصورت زیر خواهد بود:

$$0 = R_r i_{dr} + \dot{\psi}_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \quad (32-3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \dot{\psi}_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \quad (33-3)$$

۳-۴-۲- معادله شار دور در قاب مرجع گردان qdo :

نمایش ماتریسی معادلات شار دور استاتور (رابطه ۳-۶) در مرجع abc بصورت زیر است:

$$\psi_s^{abc} = L_{ss}^{abc} i_s^{abc} + L_{sr}^{abc} i_r^{abc} \quad (34-3)$$

شار دور استاتور در مرجع گردان qdo با اعمال تبدیل $[T_{qdo}(\theta)]$ روی شار دور abc بصورت زیر حاصل می شود:

$$\psi_s^{qdo} = [T_{qdo}(\theta)](L_{ss}^{abc} i_s^{abc} + L_{sr}^{abc} i_r^{abc}) \quad (35-3)$$

با استفاده از تبدیل معکوس مناسب برای جایگزینی جریان روتور و استاتور abc با مقادیر qdo آنها، داریم:

$$\begin{aligned} \psi_s^{qdo} &= [T_{qdo}(\theta)] L_{ss}^{abc} [T_{qdo}(\theta)]^{-1} i_s^{qdo} + [T_{qdo}(\theta)] L_{sr}^{abc} [T_{qdo}(\theta - \theta_r)]^{-1} i_r^{qdo} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3} + \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} + \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3} \end{bmatrix} i_s^{qdo} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_r^{qdo} \end{aligned} \quad (36-3)$$

بطور مشابه معادلات شار دور روتور در مرجع گردان qdo با اعمال تبدیل $T_{qdo}(\theta - \theta_r)$ روی شار دور abc بصورت زیر قابل محاسبه است.

$$\psi_r^{qdo} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} + \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} + \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3} \end{bmatrix} i_r^{qdo} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{2}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_s^{qdo} \quad (37-3)$$

به طور کلی شار دور روتور و استاتور از روابط (۳۶-۳) و (۳۷-۳) به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (38-3)$$

در ماتریس فوق $L_m = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{rr}$ اندوکتانس مغناطیسی در طرف استاتور می باشد.

حال اندوکتانس استاتور و روتور را بصورت زیر تعریف می کنیم:

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (39-3)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (40-3)$$

با جایگذاری روابط (۳۹-۳) و (۴۰-۳) در ماتریس (۳۸-۳)، شار دور های استاتور و روتور برابر خواهند بود با:

$$\psi_{qs} = \psi_{ds} + \psi_{ds} \quad (41-3)$$

$$\psi_{ds} = \psi_{qs} + \psi_{qs} \quad (42-3)$$

$$\psi_{qs} = \psi_{ds} + \psi_{ds} \quad (43-3)$$

$$\psi_{ds} = \psi_{qs} + \psi_{qs} \quad (44-3)$$

با بدست آوردن $\dot{\psi}_{ds}$ از رابطه (۴۳-۳) و جایگذاری آن در رابطه (۳۲-۳) خواهیم داشت:

$$\dot{\psi}_{ds} = \psi_{ds} \dot{\psi}_{ds} - \frac{\psi_{ds}}{\psi_{ds}} \dot{\psi}_{ds} + \psi_{ds} \frac{\psi_{ds}}{\psi_{ds}} \dot{\psi}_{ds} \quad (45-3)$$

همچنین با بدست آوردن $\dot{\psi}_{qs}$ از رابطه (۴۴-۳) و جایگذاری آن در رابطه (۳۳-۳) خواهیم داشت:

$$\dot{\psi}_{qs} = -\psi_{qs} \dot{\psi}_{qs} - \frac{\psi_{qs}}{\psi_{qs}} \dot{\psi}_{qs} + \psi_{qs} \frac{\psi_{qs}}{\psi_{qs}} \dot{\psi}_{qs} \quad (46-3)$$

روابط (۴۵-۳) و (۴۶-۳) بدست آمده، معادلات شار دور روتور می باشند [64].

حال می خواهیم معادلات جریان استاتور را نیز بدست بیاوریم. برای بدست آوردن معادله مولفه d جریان روتور به این صورت عمل می

شود که ابتدا از طرفین (۴۱-۳) مشتق گرفته و آن را در (۲۷-۳) جانشین می کنیم، در این صورت داریم:

$$\dot{\psi}_{ds} = \dot{\psi}_{ds} \dot{\psi}_{ds} + \dot{\psi}_{ds} \dot{\psi}_{ds} + \dot{\psi}_{ds} \dot{\psi}_{ds} - \dot{\psi}_{ds} \dot{\psi}_{ds}$$

$$= \dot{\varphi}_{22}\varphi_{22} + \dot{\varphi}_{21}\varphi_{21} + \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}\dot{\varphi}_{22} - \frac{\varphi_{21}^2}{\varphi_{21}}\dot{\varphi}_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22}\varphi_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22}\varphi_{22} \quad (47-3)$$

از روابط (۴۷-۳) و (۴۵-۳) می توان نتیجه گرفت که:

$$\dot{\varphi}_{21}\varphi_{22} = \varphi_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22} - \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}(\varphi_{22}\varphi_{22} - \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}\varphi_{22} + \varphi_{21}\frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}\varphi_{22}) + \varphi_{21}(\varphi_{21}\varphi_{22} + \varphi_{21}\varphi_{22}) \quad (48-3)$$

φ_{21} برابر است با:

$$\varphi_{21} = \varphi_{21} - \frac{\varphi_{21}^2}{\varphi_{21}} \quad (49-3)$$

با بدست آوردن φ_{22} از (۴۴-۳) و جایگذاری آن در معادله (۴۸-۳) وبا کمی ساده سازی، معادله مولفه d جریان استاتور برابر خواهد بود با:

$$\dot{i}_{ds} = \frac{1}{L_{\sigma}}u_{ds} - \frac{1}{L_{\sigma}}(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2})i_{ds} + \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_{\sigma}}\varphi_{22} + \frac{L_m}{L_r L_{\sigma}}\varphi_{21}\varphi_{22} + \varphi_{21}\varphi_{22} \quad (50-3)$$

حال هدف بدست آوردن معادله مولفه q جریان استاتور می باشد. ابتدا از طرفین رابطه (۴۲-۳) مشتق گرفته و آن را در (۲۸-۳) جانشین می کنیم، در این صورت داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{22} &= \dot{\varphi}_{21}\varphi_{22} + \varphi_{21}\dot{\varphi}_{22} + \varphi_{21}\dot{\varphi}_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22} \\ &= \dot{\varphi}_{21}\varphi_{22} + \varphi_{21}\dot{\varphi}_{22} + \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}\dot{\varphi}_{22} - \frac{\varphi_{21}^2}{\varphi_{21}}\dot{\varphi}_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22}\varphi_{22} + \varphi_{21}\varphi_{22}\varphi_{22} \end{aligned} \quad (51-3)$$

از (51-۳) و (۴۶-۳) می توان نتیجه گرفت که:

$$\dot{\varphi}_{21}\varphi_{22} = \varphi_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22} + \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}(\varphi_{22}\varphi_{22} + \frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}\varphi_{22} - \varphi_{21}\frac{\varphi_{21}}{\varphi_{21}}\varphi_{22}) - \varphi_{21}(\varphi_{21}\varphi_{22} + \varphi_{21}\varphi_{22}) \quad (52-3)$$

با بدست آوردن φ_{22} از رابطه (۴۳-۳) و جایگذاری آن در معادله (52-۳) وبا کمی ساده سازی، معادله مولفه q جریان استاتور برابر خواهد بود با:

$$\dot{i}_{qs} = \frac{1}{L_{\sigma}}u_{qs} - \frac{1}{L_{\sigma}}(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2})i_{qs} + \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_{\sigma}}\varphi_{22} - \frac{L_m}{L_r L_{\sigma}}\varphi_{21}\varphi_{22} - \varphi_{21}\varphi_{22} \quad (53-3)$$

توجه:

با صرف نظر کردن از اثرات اشباع مغناطیسی و تلفات هسته مدل مکانیکی ماشین القایی بصورت زیر می باشد:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{P}{J}(T_e - T_l) \quad (54-3)$$

که P تعداد جفت قطب ها، J ممان انرسی، T_l گشتاور بار و T_e گشتاور مکانیکی بوده و برابر است با:

$$T_e = \frac{3}{4}P\frac{L_m}{L_r}(\psi_{dr}i_{qs} - \psi_{qr}i_{ds}) \quad (55-3)$$

فصل چهارم:

آشنایی با منطق فازی و کنترل فازی

۴-۱- سیستم های فازی:

واژه "فازی"^{۳۵} در فرهنگ لغت آکسفورد بصورت "مبهم، گنگ، نادقیق، مغشوش، درهم و نامشخص" تعریف شده است. سیستم های فازی، سیستم های مبتنی بر دانش یا قواعد می باشند. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش بوده که از قواعد اگر- آنگاه فازی تشکیل شده است.

دو نوع توجیه برای تئوری سیستم های فازی وجود دارد:

❖ دنیای واقعی ما بسیار پیچیده تر از آن است که بتوان یک توصیف و تعریف دقیق برای آن بدست

آورد، بنابراین باید یک توصیف تقریبی یا همان فازی که قابل قبول و قابل تجزیه و تحلیل باشد،

برای یک مدل معرفی شود.

❖ با حرکت ما بسوی عصر اطلاعات، دانش و معرفت بشری بسیار اهمیت پیدا می کند. بنابراین ما به

فرضیه ای نیاز داریم که بتواند دانش بشری را به شکلی سیستماتیک فرموله کرده و آنرا به همراه

سایر مدل های ریاضی در سیستم های مهندسی قرار دهد.

بطور خلاصه نقطه شروع ساخت یک سیستم فازی بدست آوردن مجموعه ای از قواعد اگر- آنگاه فازی از دانش افراد خبره یا دانش حوزه مورد بررسی می باشد [41].

۴-۲- تعاریف:

در این بخش به اختصار، برخی از تعاریف رایج در منطق فازی را بیان می کنیم [41]:

۴-۲-۱- مجموعه های قاطع^{۳۶} و توابع مشخصه^{۳۷}:

فرض کنید که A یک مجموعه قاطع بر روی مجموعه مرجع X باشد. تابع مشخصه این مجموعه بصورت زیر قابل تعریف است:

$$X_A = \begin{cases} 1 & x \in A \\ 0 & x \notin A \end{cases} \quad (1-4)$$

این رابطه نشان می دهد که اگر عنصر x متعلق به A باشد، آنگاه $X_A = 1$ ، در غیر این صورت $X_A = 0$ خواهد بود.

۴-۲-۲- مجموعه های فازی و توابع عضویت:

فرض کنید که A یک مجموعه فازی بر روی مجموعه مرجع X باشد در این صورت $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$ بیانگر مقدار عضویت x در مجموعه فازی A است. هر اندازه $\mu_A(x)$ که به ۱ نزدیکتر باشد درجه تعلق عنصر x به مجموعه فازی A بیشتر است و اگر $\mu_A(x) = 0$ باشد آنگاه x به A تعلق ندارد. مجموعه فازی A را می توان با یک مجموعه از زوج های مرتب x و مقدار تابع تعلق آن به صورت زیر نمایش داد.

$$\mathcal{A} = \{ \langle x, \mu_{\mathcal{A}}(x) \rangle \mid x \in X \} \quad (2-4)$$

هنگامی که X پیوسته باشد، A بدین صورت مشخص می شود:

$$\mathcal{A} = \int_{\mathcal{X}} \mu_{\mathcal{A}}(x) / x \quad (3-4)$$

که در آن، $\int$ نشان دهنده اجتماع تمام نقاط $\mathcal{X}$ و مقدار تابع تعلق^{۳۸} متناظر با آن است. برای حالت گسسته نیز داریم:

$$\mathcal{A} = \sum_{x \in X} \mu_{\mathcal{A}}(x) / x \quad (4-4)$$

که $\sum$ نیز مانند حالت قبل نشان دهنده عمل اجتماع است.

۴-۲-۳- اجتماع فازی^{۳۹} (S-نرم ها):

³⁶ Crisp set

³⁷ Characteristic function

³⁸ Membership function

³⁹ Fuzzy union

برای اینکه نگاشت $S: [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ بتواند توابع عضویت مجموعه های فازی B و A را به تابع عضویت اجتماع شان بنگارد. به عبارت دیگر $S[\mathcal{F}_A(B), \mathcal{F}_A(B)] = \mathcal{F}_{A \cup B}(B)$ باشد، باید شروط زیر برقرار باشد:

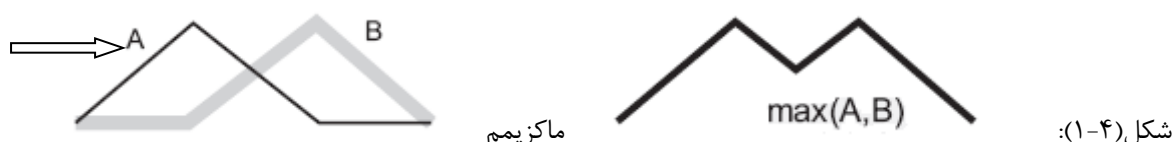
$$S(a, 0) = a, S(1, 1) = 1 \quad (5-4)$$

$$S(a, b) = S(b, a) \quad (6-4)$$

$$IF) a \leq \hat{a}, b \leq \hat{b} \rightarrow S(a, b) \leq S(\hat{a}, \hat{b}) \quad (7-4)$$

برای $\mathcal{F}_A$ -نرم کلاس های مختلفی وجود دارد که پرکاربردترین آن $\mathcal{F}_{\max}$ (مطابق شکل (۴-۱)) می باشد و بصورت زیر تعریف می گردد:

$$\mathcal{F}_{\max}(B) = \mathcal{F}_{\max}\{\mathcal{F}_A(B), \mathcal{F}_B(B)\} \quad (8-4)$$



شکل (۴-۱): توابع عضویت مجموعه های فازی B و A

۴-۲-۴- اشتراک فازی T -نرم ها:

برای اینکه نگاشت $T: [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$ بتواند توابع عضویت مجموعه های فازی A و B را به تابع عضویت اشتراکشان بنگارد. به عبارت دیگر $T[\mathcal{F}_A(B), \mathcal{F}_A(B)] = \mathcal{F}_{A \cap B}(B)$ باشد، باید شروط زیر برقرار باشد:

$$T(a, 1) = a, T(0, 0) = 0 \quad (9-4)$$

$$T(a, b) = T(b, a) \quad (10-4)$$

$$IF) a \leq \hat{a}, b \leq \hat{b} \rightarrow T(a, b) \leq T(\hat{a}, \hat{b}) \quad (11-4)$$

برای $\mathcal{F}_A$ -نرم نیز کلاس های مختلفی پیشنهاد شده است. که مهمترین آنها $\mathcal{F}_{\min}$ (مطابق شکل (۴-۲)) بوده و بصورت زیر تعریف می گردد:

$$\mathcal{F}_{\min}(B) = \mathcal{F}_{\min}\{\mathcal{F}_A(B), \mathcal{F}_B(B)\} \quad (12-4)$$



شکل (۴-۲): مینیمم توابع عضویت مجموعه های فازی B و A

۴-۲-۵- متغیرهای عددی و متغیرهای زبانی^{۴۰}:

در زندگی روزمره کلماتی وجود دارند که اغلب برای توصیف متغیرها استفاده می شوند. به عنوان مثال هنگامی که می گوییم "امروز گرم است" یا معادل آن "دمای هوا امروز بالا است". ما از واژه "بالا" برای توصیف "دمای هوای امروز" استفاده کردیم. بدین معنی که متغیر "دمای هوای امروز" واژه "بالا" را بعنوان مقدار خود پذیرفته است. واضح است که "متغیر دمای هوای امروز" می تواند مقداری نظیر 20°C ، 20°C و..... را اختیار کند. هنگامی که یک متغیر، اعداد را به عنوان مقدار بپذیرد، ما یک چهار چوب ریاضی مشخص برای فرموله کردن آن داریم. ولی هنگامی که متغیر، واژه ها را به عنوان مقدار می گیرد، در آن صورت چهار چوب مشخص برای فرموله کردن آن در تئوری ریاضیات کلاسیک نداریم، برای آنکه چنین چهار چوبی بدست آوریم، مفهوم متغیرهای زبانی تعریف شده است. در

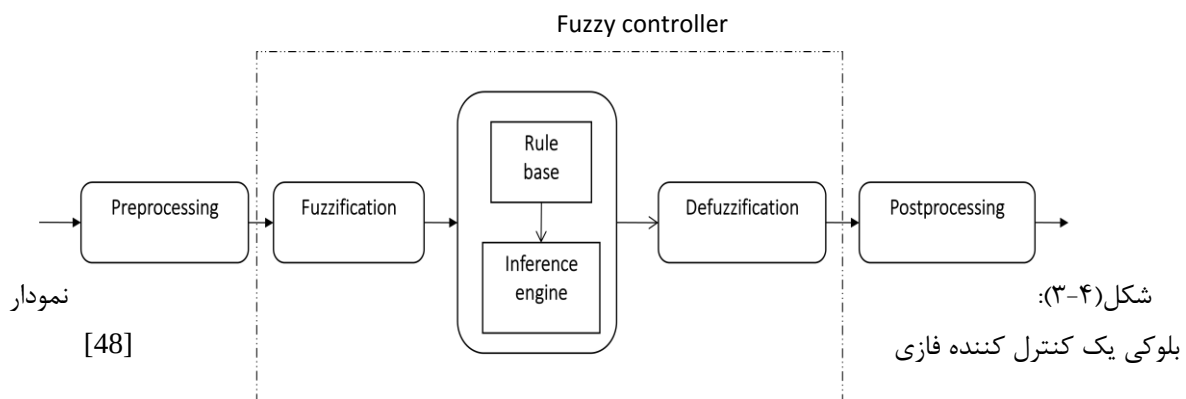
^{۴۰} Fuzzy intersection

^{۴۱} Linguistic variables

صحبت های عامیانه، اگر یک متغیر بتواند، واژه هایی از زبان طبیعی را به عنوان مقدار بپذیرد آنگاه یک متغیر زبانی نامیده می شود، که واژه ها بوسیله مجموعه های فازی در محدوده ای که متغیر ها تعریف شده اند، مشخص می شوند.

۴-۳- کنترل فازی:

کنترل فازی استفاده از متغیرهای زبانی و دانش افراد خبره برای هدف کنترل می باشد. در شکل (۴-۳) نمودار بلوکی یک کنترل کننده فازی نوعی نشان داده شده است [48]. در ادامه به اختصار، هر یک از بلوک های شکل فوق را شرح می دهیم.



۴-۳-۱- بلوک پیش پردازش^{۴۲}:

معمولاً پیش پردازش اطلاعات قبل از ورود آن ها به کنترل کننده فازی و به یکی از صورت های زیر انجام می شود.

❖ کوانتیزه کرده توسط نمونه برداری یا گرد کردن داده به یک عدد صحیح

❖ نرمالیزه کردن و یا مقیاس دهی به یک بازه معین

❖ فیلتر کردن به منظور حذف نویز

❖ میانگین گیری

❖ ترکیب کردن چند داده اندازه گیری شده

❖ مشتق گیری و انتگرال گیری و یا معادل گسسته آن ها

۴-۳-۲- فازی نمودن^{۴۳}:

اولین بلوک درون یک کنترل کننده، فازی ساز است [41-48]. فازی ساز را می توان نگاهی در نظر گرفت که یک نقطه مانند x^* را به یک مجموعه فازی مانند A می نگارد. یک ویژگی که همه فازی ساز ها باید داشته باشند، آن است که مجموعه فازی بدست آمده باید در نقطه x^* بزرگترین مقدار تعلق را داشته باشد. در زیر پر کاربرد ترین فازی ساز ها با ذکر روابط شان آورده شده است:

(۱) فازی ساز منفرد^{۴۴}: این فازی ساز نقطه x^* را بر مجموعه فازی A با مقدار عضویتی بصورت زیر می نگارد.

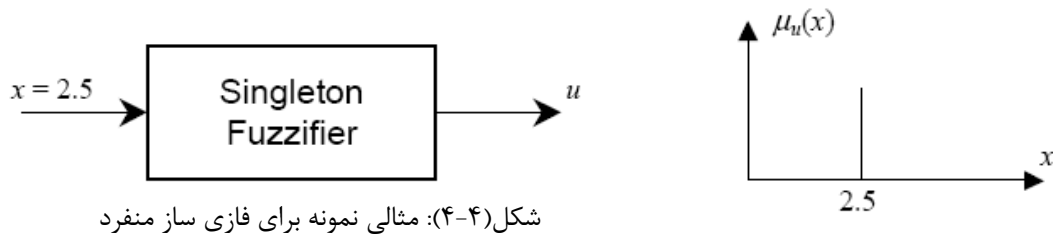
⁴² Preprocessing

⁴³ Fuzzification

⁴⁴ Singleton fuzzifier

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \begin{cases} 1 & x = x^* \\ 0 & x \neq x^* \end{cases} \quad (13-4)$$

در شکل (۴-۴) با یک مثال نحوه عملکرد فازی ساز منفرد نشان داده شده است:



۲) فازی ساز گوسین^{۴۵}: این فازی ساز نقطه x^* را بر مجموعه فازی $\tilde{A}$ با مقدار عضویتی بصورت زیر می نگارد.

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \mu \left[\mu^{-\left(\frac{x_1 - x_1^*}{\mu_1}\right)^2}, \dots, \mu^{-\left(\frac{x_n - x_n^*}{\mu_n}\right)^2} \right] \quad (14-4)$$

۳) فازی ساز مثلثی^{۴۶}: این فازی ساز نقطه x^* را بر مجموعه فازی $\tilde{A}$ با مقدار عضویتی بصورت زیر می نگارد.

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \mu \left[\left(1 - \frac{|x_1 - x_1^*|}{\mu_1} \right), \dots, \left(1 - \frac{|x_n - x_n^*|}{\mu_n} \right) \right] \quad |x_n - x_n^*| \leq \mu_n \quad (15-4)$$

۴-۳-۳- غیر فازی نمودن^{۴۷}:

غیر فازی ساز به عنوان یک نگاشت از مجموعه فازی B' در $B \subset \mathbb{R}$ (که خروجی موتور استنتاج فازی است) به یک نقطه قطعی^{۴۸} $x^* \in \mathbb{R}$ تعریف می گردد. سه معیار برای انتخاب غیر فازی ساز می توان در نظر گرفت.

❖ توجیه پذیری: نقطه y^* از نظر شهودی باید نشان دهنده مجموعه فازی B' باشد.

❖ سادگی محاسبات: این معیار به ویژه در کنترل بلادرنگ بسیار مهم است.

❖ پیوستگی: یک تغییر کوچک در B' نباید به تغییر بزرگی در y^* منجر شود

روش های زیادی برای غیر فازی سازی وجود دارد که مهمترین آنها عبارت است از:

۱) غیر فازی ساز مرکز ثقل^{۴۹}: در این حالت، مرکز ثقل مجموعه فازی را به عنوان نتیجه در نظر می گیریم.

$$x^*(\tilde{A}) = \frac{\int \mu_{\tilde{A}}(x) \cdot x \, dx}{\int \mu_{\tilde{A}}(x) \, dx} \quad (16-4)$$

⁴⁵ Gaussian fuzzifier

⁴⁶ Traingular fuzzifier

⁴⁷ Defuzzification

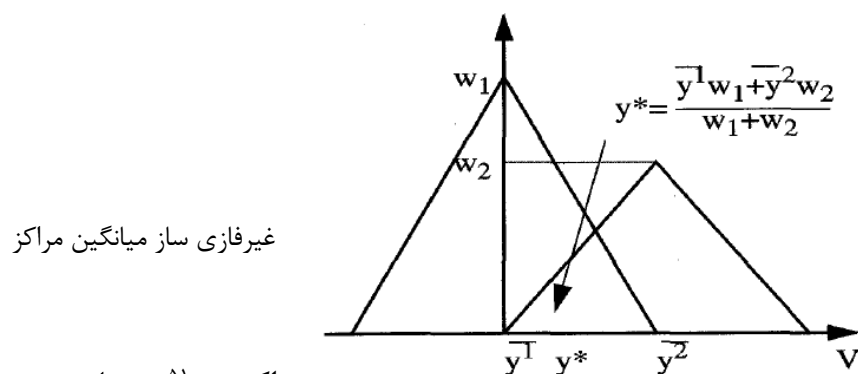
⁴⁸ Crisp

⁴⁹ Center of area defuzzifier

۲) غیر فازی ساز میانگین مراکز^{۵۰}: از آنجا که در مسایل فازی مجموعه فازی نهایی، اجتماع یا اشتراک M مجموعه فازی می باشد غیر فازی ساز میانگین مراکز بصورت زیر قابل تعریف است.

$$\bar{y}^* = \frac{\sum_{i=1}^n \bar{y}_i \cdot \bar{w}_i}{\sum_{i=1}^n \bar{w}_i} \quad (17-4)$$

که در این رابطه $\bar{y}_i$ و $\bar{w}_i$ به ترتیب مرکز ثقل و ارتفاع مجموعه فازی L ام هستند. شکل (۴-۵) نحوه عملکرد غیر فازی ساز مذکور را برای حالت $n = 2$ نشان می دهد.



شکل (۴-۵): نمایش گرافیکی
[41]

غیر فازی ساز میانگین مراکز

۳) غیر فازی ساز

ماکزیمم^{۵۱}: در این روش

هر کدام از نقاط مجموعه فازی B' که ماکزیمم مقدار تابع تعلق را دارند، می توانند به عنوان خروجی غیر فازی ساز در نظر گرفته شوند. به عبارت دیگر:

$$\bar{y}^* = \{y | \bar{w}_i(y) = \max_{y \in V} \bar{w}_i(y)\} \quad (18-4)$$

۴-۳-۴- پس پردازش^{۵۲}:

عمل پس پردازش شامل مقیاس دهی خروجی غیر فازی ساز به یک بازه معین می باشد. بلوک پس پردازش اغلب شامل یک بهره خروجی است که می تواند قابل تنظیم باشد و در بعضی موارد شامل یک انتگرالگیر است

۴-۳-۵- موتور استنتاج^{۵۳} فازی:

در یک موتور استنتاج فازی، اصول منطق فازی برای ترکیب قواعد اگر - آنگاه در پایگاه قواعد فازی به نگاشتنی از مجموعه فازی A در U به مجموعه فازی B در V استفاده می شوند. دو نوع استنتاج وجود دارد، استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد و استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه .

⁵⁰ Center of average defuzzifier

⁵¹ Maximum defuzzifier

⁵² postprocessing

⁵³ Inference engine

۴-۳-۶- پایگاه قواعد^{۵۴}:

به مجموعه‌ای از قواعد اگر - آنگاه فازی، پایگاه قواعد فازی گویند که قلب یک سیستم فازی را تشکیل می‌دهد. دو روش معمول در بیان قواعد اگر - آنگاه فازی، روش مستقیم ممدانی و روش سوگنو بوده که به اختصار توضیح خواهیم داد.

(۱) استدلال فازی در روش مستقیم ممدانی^{۵۵}: در این روش فرم کلی قواعد اگر - آنگاه فازی بصورت زیر

می باشد [41-47]:

$$\begin{aligned} & \text{فازی } \mu_{\mathcal{A}}(x) = \mu_{\mathcal{A}_1}(x) \times \mu_{\mathcal{A}_2}(x) \times \dots \times \mu_{\mathcal{A}_n}(x) \quad (\mathcal{A} = 1, \dots, n) \quad (19-4) \\ & \text{که در آن } M \text{ تعداد قواعد فازی، } \mathcal{A} = [\mathcal{A}_1 \mathcal{A}_2] \in \mathcal{A} = \mathcal{A}_1 \times \mathcal{A}_2 \subset \mathcal{A}^2 \text{ و } \mathcal{A} \in \mathcal{A} \subset \mathcal{A} \text{ می باشد.} \end{aligned}$$

با توجه به توضیحات داده شده در این فصل طراحی سیستم های فازی با موتور استنتاج ضرب مبتنی بر قواعد جداگانه، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز با قواعد فازی (۴-۱۹) بصورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} & \mu_{\mathcal{A}}(\mathcal{A}) = \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1) \times \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2) \times \dots \times \mu_{\mathcal{A}_n}(\mathcal{A}_n) \\ & \xrightarrow{\text{فازیساز منفرد}} \mu_{\mathcal{A}}(\mathcal{A}) = \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1^*) \times \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2^*) \times \dots \times \mu_{\mathcal{A}_n}(\mathcal{A}_n^*) \\ & \xrightarrow{\text{غیرفازیسازی}} \mathcal{A}^* = \frac{\sum_{\mathcal{A}=1}^M \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1^*) \times \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2^*) \times \dots \times \mu_{\mathcal{A}_n}(\mathcal{A}_n^*)}{\sum_{\mathcal{A}=1}^M \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1^*) \times \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2^*)} \quad (20-4) \end{aligned}$$

که در آن $\mathcal{A}^*$ مرکز ثقل مجموعه فازی $\mathcal{A}$ می باشد

(۲) استدلال فازی در مدل فازی سوگنو^{۵۶}: در این روش فرم کلی قواعد اگر - آنگاه فازی بصورت زیر می

باشد [65]:

$$\begin{aligned} & \mu_{\mathcal{A}}(\mathcal{A}) = \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1) + \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2) \quad (\mathcal{A} = 1, \dots, n) \quad (21-4) \\ & \text{که در آن } M \text{ تعداد قواعد فازی، } \mathcal{A} = [\mathcal{A}_1 \mathcal{A}_2] \in \mathcal{A} = \mathcal{A}_1 \times \mathcal{A}_2 \subset \mathcal{A}^2 \text{ و } \mathcal{A} \in \mathcal{A} \subset \mathcal{A} \text{ می باشد.} \end{aligned}$$

با توجه به توضیحات داده شده در این فصل طراحی سیستم های فازی با موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز و با قواعد فازی (۴-۲۱) بصورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} & \mu_{\mathcal{A}}(\mathcal{A}) = \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1) + \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2) \\ & \xrightarrow{\text{فازیساز منفرد}} \mu_{\mathcal{A}}(\mathcal{A}) = \mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1^*) + \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2^*) \\ & \xrightarrow{\text{غیرفازیسازی}} \mathcal{A}^* = \frac{\sum_{\mathcal{A}=1}^M (\mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1^*) + \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2^*))}{\sum_{\mathcal{A}=1}^M (\mu_{\mathcal{A}_1}(\mathcal{A}_1^*) + \mu_{\mathcal{A}_2}(\mathcal{A}_2^*))} \quad (22-4) \end{aligned}$$

⁵⁴ Rule base

⁵⁵ Mamdani

⁵⁶ Sugeno

فصل پنجم:

طراحی کنترل کننده مد لغزشی (SMC)

۵-۱- مقدمه:

از جمله مشکلات مطرح جهت طراحی و تحلیل عمده کنترل کننده های کلاسیک، نیاز به وجود مدل حتی المقدور دقیقی از فرآیند مورد نظر است که این مسأله در خصوص موتور القایی، بدلیل ماهیت غیرخطی آن، اهمیت بیشتری می یابد. کنترل مد لغزشی یک رهیافت قدرتمند در حوزه کنترل سیستم های غیرخطی و نامعین است. مشخصه بارز این روش، قوام قابل ملاحظه آن در قبال نامعینی و تغییرات پارامتر است بطوریکه حداکثر با اطلاع از برخی کرانه های مدل فرآیند، قادر به کنترل مطلوب فرآیند، در حضور عدم قطعیتها و اغتشاشات پارامتری می باشد. در هر حال، ضعف عمده روش کنترل مد لغزشی، وقوع پدیده نوسان حول سطح لغزش، بدلیل مشکلات عملی است که البته با کنترل نرخ نمونه برداری و یا استفاده از کلیدزنی نرم می توان این پدیده نامطلوب را کنترل نمود.

موتور القایی برخوردار از ماهیتی غیرخطی است. تفرانس های مرحله ساخت (در صورت استفاده از تکنولوژی ساخت نه چندان سطح بالا) نیز بصورت نامعینی به خصوصیات غیرخطی فوق اضافه می گردند. همچنین افزایش هزینه ساخت معمولاً مانع از اندازه گیری دقیق مشخصات موتور، جهت استفاده در فاز طراحی کنترل کننده می گردد. استهلاک و تغییر شرایط محیطی نیز از عوامل بروز نامعینی و اغتشاش در سیستم موتور می باشند. با استناد به جمیع نکات مورد اشاره، بدیهی است که روش کنترلی مد لغزشی پیشنهاد مناسبی برای توسعه استراتژی های کارآمد حوزه کنترل موتور القایی خواهد بود.

در این فصل ابتدا کنترل مد لغزشی که قابلیت حل مشکلات مذکور را دارد برای موتور القایی طراحی شده، سپس پایداری آن توسط روش مستقیم لیپانوف اثبات می گردد و در نهایت عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاش خارجی نیز برای نشان دادن مقاوم بودن کنترل کننده طراحی شده در این رساله، در نظر گرفته می شود.

۵-۲- بیان مسئله طراحی:

مقادیر مطلوب شار روتور تحت جهت یابی میدان^{۵۷} شار (ضمیمه الف) در راستای محور d برابرند با [۶۰]:

$$\psi_{dr}^* = L_m i_{ds}^* \quad (1-5)$$

$$\psi_{qr}^* = 0 \quad (2-5)$$

از طرفی همان طور که در فصل سه نیز گفته شد، معادله مکانیکی موتور بصورت زیر است:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{P}{J} (T_e - T_l) \quad (3-5)$$

که در آن T_e گشتاور مکانیکی بوده و برابر است با:

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs}^* - \psi_{qr} i_{ds}^*) \quad (4-5)$$

تحت کنترل جهت یابی میدان کامل، معادله مکانیکی (۳-۵) بصورت زیر خواهد بود [۶۰]:

$$\dot{\omega}_r + a \omega_r + f = b \psi_{dr}^* i_{qs}^* \quad (5-5)$$

که در آن a و b و f به ترتیب برابرند با:

$$a = \frac{B}{J}, \quad b = \frac{3P^2 L_m}{4L_r J}, \quad f = P \frac{T_l}{J} \quad (6-5)$$

با توجه به اینکه رابطه بین موقعیت زاویه ای و سرعت روتور بصورت $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ می باشد. با جایگزینی آن در معادله (۵-۵) داریم [۶۰]:

$$\dot{\theta}_r + a \theta_r + f = b \psi_{dr}^* i_{qs}^* \quad (7-5)$$

توجه شود که a و b و f شامل تمام پارامترهای موتور که عدم قطعیت دارند، می باشند پس می توان آنها را بصورت زیر بیان کرد [۱]:

$$\begin{aligned} a &= \hat{a} + \Delta a \\ b &= \hat{b} + \Delta b \\ f &= \hat{f} + \Delta f \end{aligned} \quad (8-5)$$

که $\hat{a}$ و $\hat{b}$ و $\hat{f}$ مقادیر تخمینی (مقادیر نامی) و Δa و Δb و Δf به ترتیب عدم قطعیت های a و b و f هستند.

حال مسئله کنترل ردگیری به این صورت است که با داشتن موقعیت مطلوب θ_r^* ، یک قانون کنترل برای جریان گشتاور فرمان (i_{qs}^*) به

گونه ای طراحی کنیم که موقعیت زاویه ای θ_r بتواند در حضور عدم قطعیت و اغتشاش، مسیر مطلوب را ردگیری کند. بردار خطای

ردگیری در اینجا بصورت زیر تعریف می شود:

$$\tilde{\theta} = \theta_r - \theta_r^* \quad (9-5)$$

با مشخص شدن صورت مسئله، در ادامه روند طراحی را شرح خواهیم داد.

۵-۳- طراحی کنترل کننده مد لغزشی:

ابتدا مطابق رابطه (۲-۲) سطح لغزشی بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$s = \dot{\theta} + \lambda \theta \quad (10-5)$$

که λ مقدار ثابت و معین مثبت می باشد.

با مشتق گیری از s داریم:

$$\dot{s} = \ddot{\theta} + \lambda \dot{\theta} \quad (11-5)$$

با قرار دادن (۹-۵) در (۱۱-۵) داریم:

$$\dot{s} = \ddot{\theta} - \ddot{\theta}_r^* + \lambda \dot{\theta} \quad (12-5)$$

حال $\ddot{\theta}_r^*$ را از رابطه (۷-۵) بدست آورده و در (۱۲-۵) قرار می دهیم:

$$\dot{s} = -a \dot{\theta}_r - f + b\psi_{dr}^* i_{qs}^* - \ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* + \lambda \dot{e} \quad (13-5)$$

هنگامی که مد لغزشی روی می دهد، $\dot{s} = s = 0$ خواهد بود و مقدار کنترل معادل از مساوی صفر قرار دادن (۱۳-۵)، بصورت زیر بدست می آید:

$$i_{qseq}^* = -(\hat{b}\psi_{dr}^*)^{-1}[-\hat{a} \dot{\theta}_r - \ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* + \lambda \dot{e}] \quad (14-5)$$

اکنون قانون کنترل مد لغزشی بصورت زیر قابل تعریف است:

$$i_{qs}^* = i_{qseq}^* - (\hat{b}\psi_{dr}^*)^{-1} K \operatorname{sgn}(s) \quad (15-5)$$

که K معین مثبت بوده و بگونه ای تعریف می شود که شرط پایداری را تضمین نماید. $\operatorname{sgn}(s)$ نیز نشان دهنده تابع علامت است.

لم ۱-۵) اگر i_{qs}^* بصورت (۱۵-۵) و K نیز بصورت زیر انتخاب گردد آنگاه شرط لغزش (۱۳-۲) برآورده می شود [۱].

$$K \geq \hat{b}b^{-1}[|a \dot{\theta}_r| + |f| + |b\hat{b}^{-1}\hat{a} \dot{\theta}_r| + |b\hat{b}^{-1} - 1||\ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* - \lambda \dot{e}| + \eta] \quad (16-5)$$

اثبات:

تابع منتخب لیاپانوف را به شکل زیر در نظر می گیریم:

$$\vartheta = \frac{1}{2}\vartheta^2 \quad (17-5)$$

$\vartheta(0) = 0$ بوده و به ازای هر $s \neq 0$ همواره $\vartheta > 0$ است پس ϑ معین مثبت می باشد. در این حالت یک شرط کافی برای پایداری آن است که:

$$\dot{s} \cdot \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (18-5)$$

که η یک ثابت مثبت بوده و تضمین می کند که مسیر های حالت در زمان محدودی با سطح لغزش برخورد می کنند.

با قرار دادن $\dot{s}$ از رابطه (۱۳-۵) در (۱۸-۵) داریم:

$$(-a \dot{\theta}_r - f + b\psi_{dr}^* i_{qs}^* - \ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* + \lambda \dot{e}) \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (19-5)$$

با جایگزینی قانون کنترل (۱۵-۵) در نامساوی (۱۹-۵) می توان نوشت:

$$[-a \dot{\theta}_r - f - \ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* - b\hat{b}^{-1}(-\hat{a} \dot{\theta}_r - \ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* + \lambda \dot{e} + K \operatorname{sgn}(s)) + \lambda \dot{e}] \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (20-5)$$

بعد از کمی ساده سازی بدست می آید:

$$[-a \dot{\theta}_r - f + b\hat{b}^{-1}\hat{a} \dot{\theta}_r + (b\hat{b}^{-1} - 1)(\ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* - \lambda \dot{e})] \operatorname{sgn}(s) - b\hat{b}^{-1}K \leq -\eta \quad (21-5)$$

نامعادله فوق همواره صحیح است اگر:

$$b\hat{b}^{-1}K \geq [-a \dot{\theta}_r - f + b\hat{b}^{-1}\hat{a} \dot{\theta}_r + (b\hat{b}^{-1} - 1)(\ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* - \lambda \dot{e})] + \eta \quad (22-5)$$

با گرفتن قدر مطلق از هر یک از عبارات سمت راست از رابطه بالا، نامعادله قویتری بدست می آید:

$$b\hat{b}^{-1}K \geq |a \dot{\theta}_r| + |f| + |b\hat{b}^{-1}\hat{a} \dot{\theta}_r| + |b\hat{b}^{-1} - 1||\ddot{\vartheta}_{\vartheta}^* - \lambda \dot{e}| + \eta \quad (23-5)$$



همانطور که در فصل دوم گفته شد از تابع $\vartheta(\frac{\vartheta}{2})$ به جای تابع علامت استفاده می گردد که در آن، φ ضخامت لایه مرزی می باشد.

توجه:

از معادله (۵۳-۳) فصل سوم می توان به این نتیجه رسید که برای هر جریان فرمان ϑ_{ϑ}^* ولتاژ ورودی ϑ_{qs} بی به صورت کنترل ϑ_{ϑ}

(معروف به کنترل کننده گشتاور) زیر قابل طراحی است.

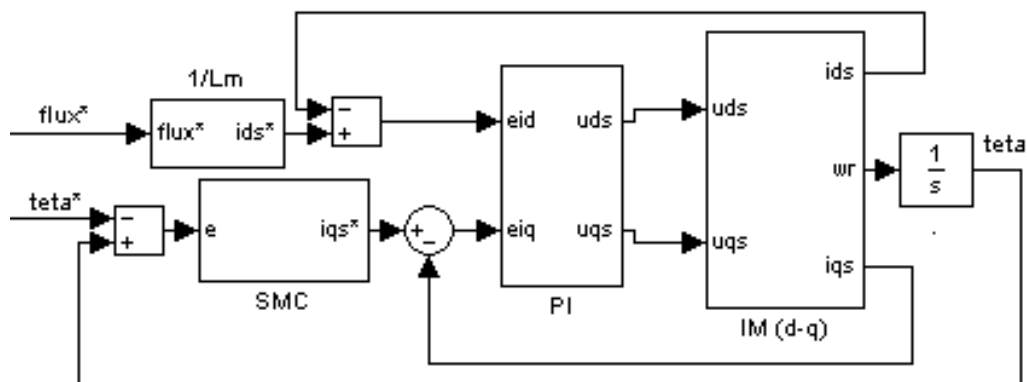
$$\vartheta_{\vartheta} = \left(\vartheta_{\vartheta} + \frac{\vartheta_{\vartheta}}{2} \right) (\vartheta_{\vartheta}^* - \vartheta_{\vartheta}) \quad (24-5)$$

به طور مشابه از معادله (۵۰-۳) فصل سوم می توان گفت که برای جریان فرمان ϑ_{ϑ}^* نیز ولتاژ ورودی ϑ_{ϑ} بی به صورت کنترل ϑ_{ϑ}

معروف به کنترل کننده شار) زیر قابل طراحی است.

$$\dot{\varphi}_{\varphi\varphi} = \left(\varphi_{\varphi\varphi} + \frac{\varphi_{\varphi\varphi}}{\varphi} \right) (\varphi_{\varphi\varphi}^* - \varphi_{\varphi\varphi}) \quad (25 - 5)$$

با توجه به توضیحات داده شده در این فصل نمودار بلوکی سیستم کنترلی بصورت شکل (۵-۱) خواهد بود:



شکل (۵-۱): سیستم کنترل مد لغزشی برای کنترل موقعیت موتور القایی

۵-۴- مثال عددی و نتایج شبیه سازی:

یک موتور القایی، مانند آنچه در فصل سوم بیان شد، با پارامترهای زیر مفروض است [73]:

جدول (۵-۱): پارامترهای موتور القایی

شماره	عنوان	مقدار	واحد
۱	توان نامی (P_n)	1/5	Kw
۲	ولتاژ نامی (V_n)	220	V
۳	جریان نامی (I_n)	6/31	A
۴	فرکانس نامی (f_n)	50	HZ
۵	سرعت نامی (ω_n)	1428	rpm
۶	مقاومت استاتور (R_s)	$4/85 \pm 50\%$	Ω
۷	مقاومت روتور (R_r)	$3/805 \pm 50\%$	Ω
۸	اندوکتانس استاتور (L_s)	$0/274 \pm 50\%$	H
۹	اندوکتانس روتور (L_r)	$0/274 \pm 50\%$	H
۱۰	اندوکتانس متقابل (L_m)	$0/258 \pm 50\%$	H
۱۱	تعداد جفت قطب (P)	2	
۱۲	ممان اینرسی موتور (J_n)	0/031	
۱۳	ضریب اصطکاک (B_n)	0/008	

همچنین مولفه $\ddot{x}$ و $\dot{x}$ شار مطلوب را از روابط (۵-۱) و (۵-۲) بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$\ddot{x}^* = 1 \quad (26-5)$$

$$\dot{x}^* = 0 \quad (27-5)$$

مقادیر پارامترهای کنترل کننده های $\ddot{x}$ شار و گشتاور در روابط (۵-۲۴) و (۵-۲۵) مفروضند:

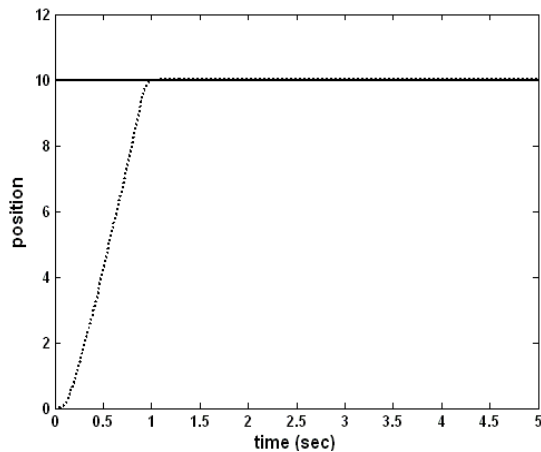
$$\ddot{x}_{22} = 6, \ddot{x}_{27} = 5, \ddot{x}_{22} = 70, \ddot{x}_{27} = 5 \quad (28-5)$$

۵-۴-۱- بررسی عملکرد کنترل کننده مد لغزشی بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش:

پارامترهای طراحی $\ddot{x}$ به شرح زیر می باشد.

$$\ddot{x} = 1000, \ddot{x} = 30, \ddot{x} = 0/45 \quad (29-5)$$

با فرض ورودی موقعیت مطلوب پله ای بصورت $\ddot{x}^* = 10$ شکل (۵-۲) ردگیری و خطای ردگیری موقعیت، شکل (۵-۳) سطح لغزش و نمودار خطا بر حسب تغییرات خطا و شکل (۵-۴) تلاش کنترلی^{۵۸} را نشان می دهند. همچنین در شکل (۵-۵) مولفه های $\ddot{x}$ و $\ddot{x}$ جریان استاتور نشان داده شده است. نتایج شبیه سازی حاکی از آن است که ردگیری با خطای حالت ماندگاری در حدود 6×10^{-4} و با کمترین تلاش کنترلی صورت می گیرد.

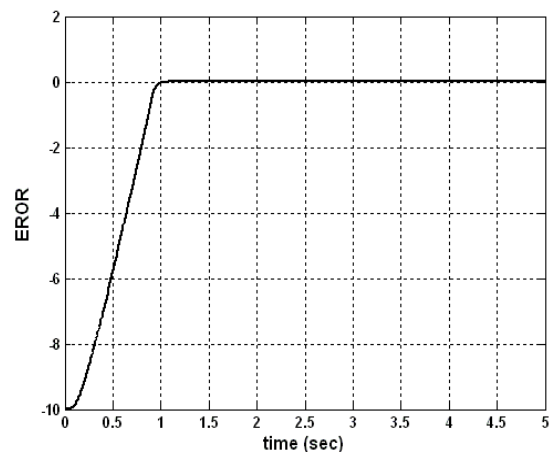


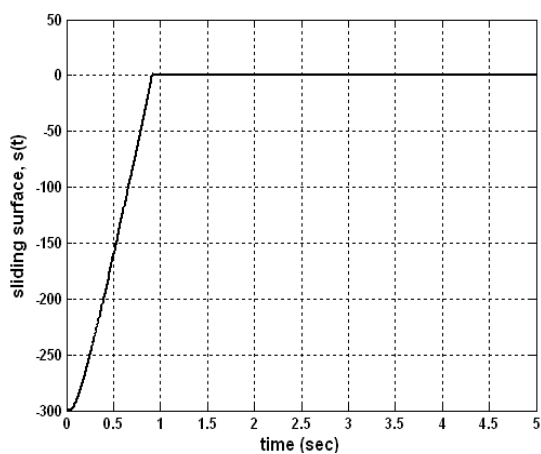
شکل (۵-۲): (۱) ردگیری (۲) خطای ردگیری بدون حضور عدم

قطعیت و اغتشاش (۵-۲۲)

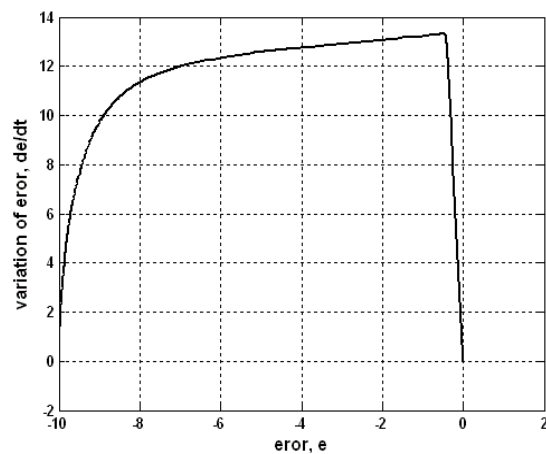
شکل (۵-۲): خطای ردگیری موقعیت

شکل (۵-۱): ردگیری موقعیت



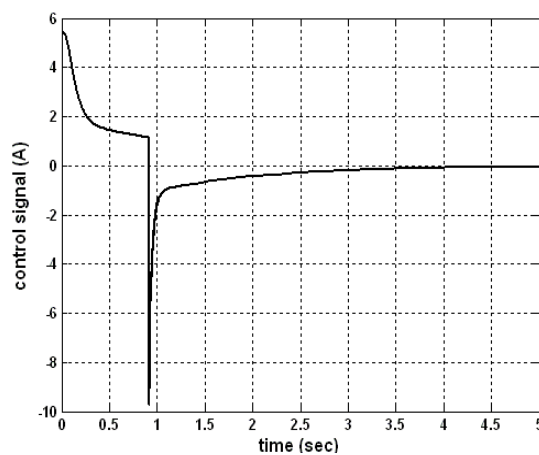


شکل (۵-۳-۱): سطح لغزش



شکل (۵-۳-۲): نمودار تغییرات خطا بر حسب خطا

شکل (۵-۳-۱): (۱) سطح لغزش (۲) نمودار تغییرات خطا بر حسب خطا بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش (۲۲۲)

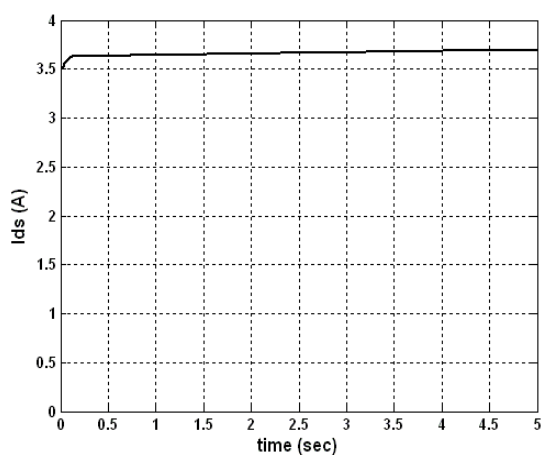


بدون حضور عدم قطعیت و

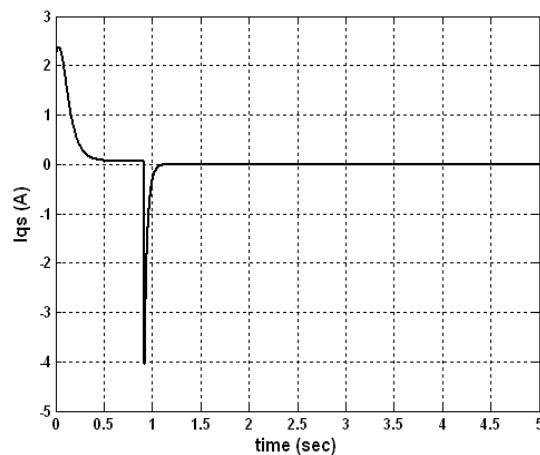
شکل (۵-۴): تلاش کنترلی

اغتشاش (۲۲۲)

شکل (۵-۵): مولفه i_d جریان استاتور



شکل (۵-۵): مولفه i_q جریان استاتور



شکل (۵-۵): مولفه های i_d و i_q جریان استاتور بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش (۲۲۲)

۵-۴-۲- بررسی عملکرد کنترل کننده مد لغزشی در حضور عدم قطعیت و اغتشاش:

جهت بررسی عملکرد $\hat{x}$ در این قسمت دو حالت را بصورت زیر در نظر می گیریم:

حالت ۱: (وجود عدم قطعیت)

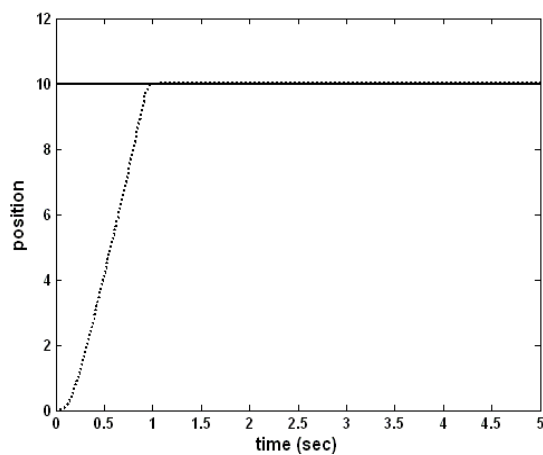
$$\hat{x} = 1/5 \hat{\theta}, \hat{\theta} = 1/5 \hat{\theta}, \hat{\theta}_0 = 0$$

حالت ۲: (وجود اغتشاش)

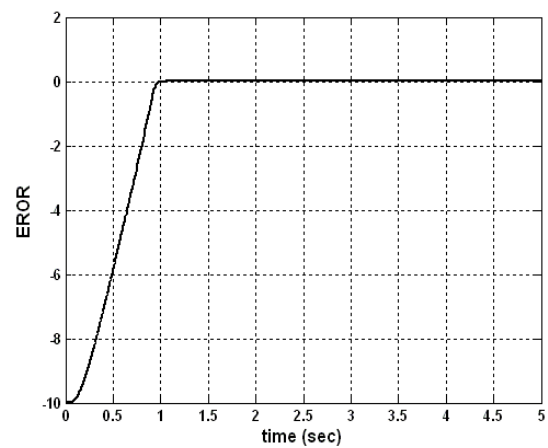
$$\hat{x} = \hat{\theta}, \hat{\theta} = \hat{\theta}, \hat{\theta}_0 = 4\hat{\theta}\hat{\theta}\hat{\theta}(3\hat{\theta})$$

برای حالت اول شکل (۵-۶) به ازای ورودی مطلوب $\hat{x}^* = 10 \hat{x}(\hat{\theta})$ ردگیری و خطای ردگیری و شکل (۵-۷) تلاش کنترلی را نشان می دهد. نتایج شبیه سازی به خوبی مقاوم بودن سیستم کنترل مد لغزشی در مقابل عدم قطعیت پارامتری را نشان می دهند.

برای حالت دوم نیز شکل (۵-۸) ردگیری و خطا و شکل (۵-۹) نیز تلاش کنترلی در شرایط وجود اغتشاش را نشان می دهد. نتایج حاکی از آن است که سیستم کنترلی از نظر ردگیری مشکلی ندارد و در فاز لغزش در مقابل اغتشاش مقاوم است. اما در فاز رسیدن نسبت به اغتشاش حساس می باشد. در فصل بعد کنترل کننده فازی مد لغزشی جهت رفع این مشکل معرفی می گردد.

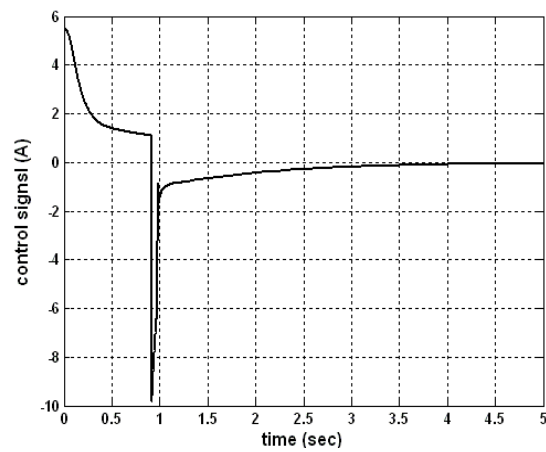


شکل (۵-۶-۱): ردگیری موقعیت



شکل (۵-۶-۲): خطای ردگیری

شکل (۵-۶-۱): ردگیری (۲) خطای ردگیری با حضور عدم قطعیت ($\hat{x}$)

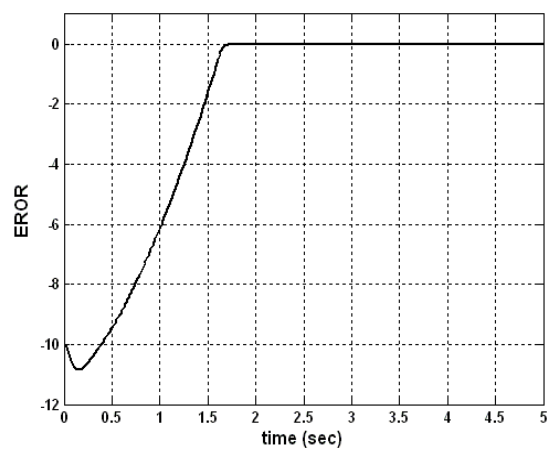
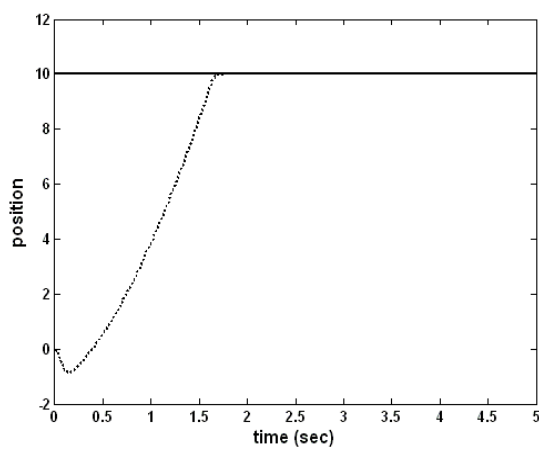


شکل (۵-۷): تلاش کنترلی با

شکل (۵-۸-۲): خطای

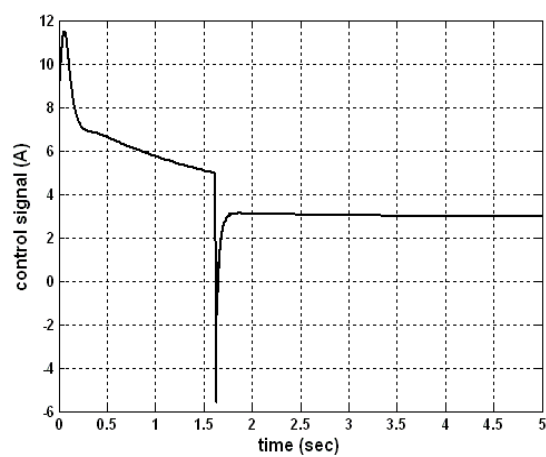
حضور عدم قطعیت (۲۲۲)

ردگیری



شکل (۵-۸-۱): ردگیری موقعیت

شکل (۵-۸): (۱) ردگیری (۲) خطای ردگیری با حضور اغتشاش (۲۲۲)



شکل (۵-۹): تلاش کنترلی با

حضور اغتشاش (۲۲۲)

فصل ششم:

طراحی کنترل کننده فازی مد لغزشی ($SMFC$)

۶-۱- اصول اساسی کنترل کننده فازی مد لغزشی:

طراحی کنترل کننده مد لغزشی شامل دو فاز می باشد: طراحی سطح لغزش و انتخاب یک قانون کنترل اختصاصی. به منظور آشنایی با شیوه طراحی، سیستم غیر خطی مرتبه دو زیر را در نظر بگیرید:

$$\ddot{x}(t) = f(x, \dot{x}, t) + bu(t) + \tilde{d}(t) \quad (1-6)$$

که در آن u ورودی کنترل و b ثابتی مخالف صفر می باشد. $\tilde{d}$ نیز اغتشاش متغیر با زمان با حدودی بصورت $|\tilde{d}| \leq D$ می باشد. $f(x, \dot{x}, t)$ نیز تابعی غیر خطی با محدوده $|\Delta \tilde{d}| = |\tilde{d} - \tilde{d}| \leq \Delta$ می باشد. که مقدار نامی Δ است. موضوع طراحی بدست آوردن حالت x برای ردگیری حالت مطلوب $\tilde{x}$ در حضور عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش است. همانطور که قبلا نیز اشاره شده، برای یک سیستم درجه دو سطح لغزش بصورت زیر می باشد (شکل (۶-۱)). که در آن λ ثابتی اکیدا مثبت بوده و پایداری حرکت لغزشی را تضمین کند.

$$\dot{\tilde{e}} = \dot{\tilde{x}} + \lambda e \quad (2-6)$$

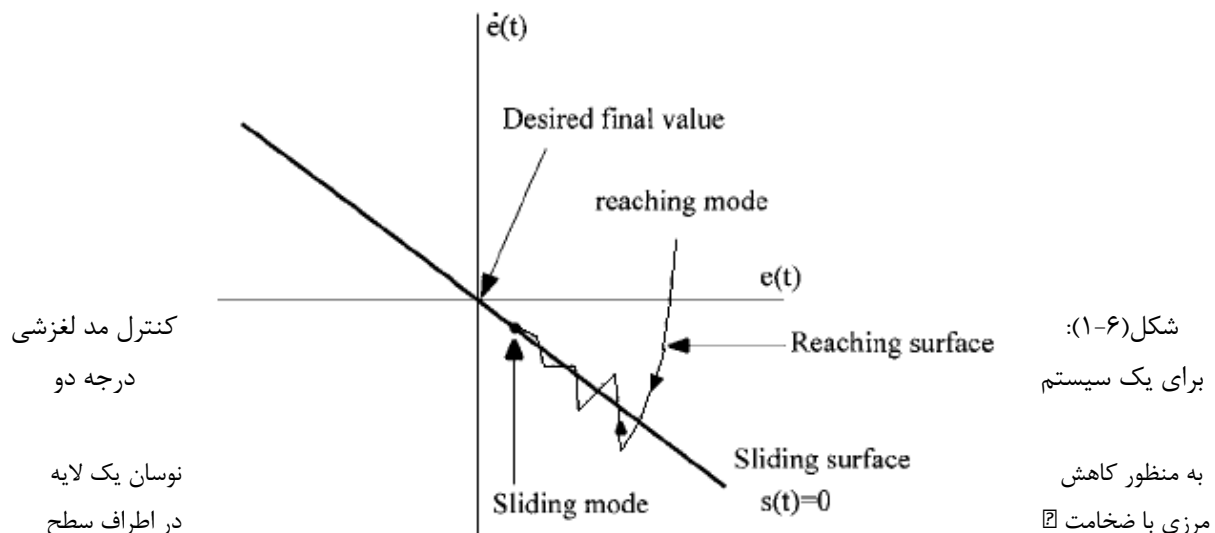
در این صورت قانون کنترل مد لغزشی برابر است با:

$$\tilde{u} = \tilde{u}_{eq} + \tilde{u}_{sw} = \tilde{u}_{eq} - \tilde{b}^{-1} \tilde{a} \tilde{e} \quad (3-6)$$

که $\tilde{u}_{eq}$ کنترل معادل سیستم (۶-۱) بوده و برابر است با:

$$\tilde{u}_{eq} = -\frac{1}{\tilde{b}} [\tilde{a} + \lambda \dot{\tilde{e}} - \ddot{\tilde{x}}_d] \quad (4-6)$$

به علت وجود قسمت ناپیوسته $\tilde{u}_{sw}$ ، پدیده نوسان مطابق شکل (۶-۱) وجود خواهد داشت.



لغزش تعریف می کنیم. برای تعریف این لایه، مطابق فصل های پیشین کافیت که در رابطه (۶-۳) تابع $\tilde{u}_{eq}$ را جایگزین $\tilde{u}_{eq}$ کنیم. در این صورت قانون کنترل برابر خواهد بود با:

$$\tilde{u} = \tilde{u}_{eq} - \tilde{b}^{-1} \tilde{a} \tilde{e} \quad (5-6)$$

مقدار $\tilde{u}$ باید به اندازه کافی بزرگ انتخاب شود بطوریکه لغزش روی دهد. محدوده مناسب برای $\tilde{u}$ از رابطه (۲-۲۹) فصل دوم قابل محاسبه است.

در کنترل مد لغزشی کلاسیک که در بخش قبل به طراحی آن پرداختیم، ممکن است سیستم در طول فاز رسیدن (شکل (۶-۱)) به تغییرات پارامتری و اغتشاش حساس باشد. یک شیوه موثر برای از بین بردن یا کم کردن این حساسیت توسط $\tilde{u}_{eq}$ پیشنهاد گردید. به این صورت که ابتدا سطحی برای عبور از شرایط اولیه طراحی شده سپس بوسیله چرخش و/یا شیفت دادن، بسوی یک سطح کلید زنی از پیش تعیین شده حرکت داده می شود. به این سطح، سطح کلید زنی متحرک $\tilde{u}_{eq}^{(23,24)}$ گفته می شود. یک سطح لغزش متحرک برای سیستم مرتبه دو (۶-۱) می تواند بصورت زیر بیان شود.

$$\tilde{u}(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}, \tilde{x}) = \tilde{x} + \lambda(t)e - \gamma(t) \quad (6-6)$$

که چرخش بوسیله شیب سطح λ ⁶⁰ و جابجایی نیز با بکارگیری برش سطح γ ⁶¹ انجام می گیرد. در سیستم های مرتبه دو اگر نقطه نماینده γ ⁶² (22) در ربع یک یا سه باشد سطح لغزش را شیفیت خواهیم داد و اگر در ربع دو یا چهار باشد، آنرا می چرخانیم. پارامترهای سطوح لغزش (λ, γ) به کمک تابع پله [71] و با منطق فازی قابل تنظیم هستند. تنظیم سطوح لغزش متحرک به کمک منطق فازی در طول کنترل ردگیری می تواند مقاوم بودن سیستم را در حین فاز رسیدن بهتر کند. بر اساس گفته های فوق قانون کنترل مد لغزشی با لایه مرزی و یک سطح لغزش متحرک بصورت زیر می باشد:

$$\dot{e} = \dot{e}_{22} - \hat{b}^{-1} \frac{\dot{e} + \lambda(t)e - \gamma(t)}{\gamma} \quad (7-6)$$

که در آن $\dot{e}_{22}$ کنترل معادل بوده و از رابطه (۴-۶) قابل محاسبه است

۶-۲- طراحی کنترل کننده فازی مد لغزشی (SMFC) بر اساس استنتاج فازی نوع

سوگنو:

همانطور که در فصل چهارم نیز بیان شد، فرم کلی قاعده L ام در استنتاج فازی نوع سوگنو بصورت زیر قابل بیان است:

$$IF \ x_1 \text{ is } C_1^l \text{ and } \dots \dots x_n \text{ is } C_n^l \text{ THEN } y^l = c_0^l + c_1^l x_1 + c_2^l x_2 + \dots + c_n^l x_n \quad (8-6)$$

($l = 1, 2, \dots, M$)

که C_i^l یک مجموعه فازی، C_i^l یک مقدار ثابت و M تعداد قواعد اگر-آنگاه فازی می باشند. به منظور طراحی یک کنترل کننده فازی (222) نوع سوگنو ابتدا باید تعداد مجموعه های فازی برای هر متغیر زبانی، توابع عضویت برای هر مجموعه فازی، تعداد قوانین و توابع نتیجه (y^l) تعیین شوند. به هر حال تعیین پارامترهای ($i = 1, \dots, n \quad l = 1, \dots, M$) c_i^l زمانی که بیشترشان معنای فیزیکی خاصی ندارند، کاری بسیار دشوار است.

با مقایسه (۷-۶) با (۸-۶) می توان دید که قانون فازی نوع سوگنو مشابه قانون کنترل مد لغزشی می باشد. بنابراین ما می توانیم از ساختار و پارامترهای کنترل مد لغزشی در طراحی کنترل کننده فازی استفاده کنیم. به این صورت که، هر قاعده (222) یک قانون کنترل مد لغزشی باشد و هر قانون کنترل مد لغزشی در هر قاعده اگر-آنگاه فازی شکل مختلفی داشته باشد. بنابراین ضرایب سطح لغزش به پارامترهای توابع خروجی قواعد تبدیل می گردند.

با توجه به توضیحات فوق $\dot{e}$ امین قانون کنترل فازی مد لغزشی بصورت زیر قابل بیان است. (M تعداد قوانین اگر-آنگاه فازی می باشد)

$$IF \ e \text{ is } A_i \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_i \text{ THEN } u_i = \dot{e}_{22} - \hat{b}^{-1} \frac{\dot{e} + \gamma_i e - \gamma_i}{\gamma_i} \quad (9-6)$$

($i = 1, \dots, M$)

که γ_i و $\dot{e}$ با توجه به e و $\dot{e}$ قابل تنظیم هستند. به این صورت که اگر (22) در ربع اول یا سوم باشد، ما سطح کلیدزنی را با تنظیم γ شیفیت خواهیم داد و اگر در ربع دو یا چهار باشد، سطح کلیدزنی را به کمک λ می چرخانیم.

۶-۳- طراحی (2222) برای کنترل موقعیت موتور القایی:

در این قسمت می خواهیم از کنترل کننده (2222) برای ردگیری موقعیت در موتور القایی استفاده کنیم. با فرض آنکه موقعیت مطلوب θ^* باشد، خطای ردگیری بصورت زیر قابل تعریف است.

$$\theta = \theta_2 - \theta^* \quad (10-6)$$

در اینصورت با تعریف سطح لغزش به صورت (۲-۶)، جهت محاسبه قانون کنترل معادل ابتدا $\dot{\theta}$ را مساوی صفر قرار می دهیم:

⁶⁰ Slope of the surface

⁶¹ Intercept of the surface

⁶² Representative point

$$\begin{aligned}
& \xrightarrow{\text{فازبازمنفرد}} \hat{p}_i(p_{ij}) = \sum_{j=1}^{36} [p_{ij}(p^*) \times p_{ij}(\dot{p}^*) \times p_{ij}^*(p^*, \dot{p}^*)] \\
& \xrightarrow{\text{غیرفازبازی}} \hat{p}_{ij}^* = \frac{\sum_{j=1}^{36} (p_{ij}(p^*) \times p_{ij}(\dot{p}^*) \times p_{ij}^*(p^*, \dot{p}^*))}{\sum_{j=1}^{36} (p_{ij}(p^*) \times p_{ij}(\dot{p}^*))} \\
& \Rightarrow \hat{p}_{ij}^* = \frac{\sum_{j=1}^{36} \left(p_{ij}(p^*) \times p_{ij}(\dot{p}^*) \times \left(p_{ij}^* - p_{ij}^{-1} p_{ij} \left(\frac{\dot{p}^* + p_{ij} \dot{p}^* - \gamma_i}{p} \right) \right) \right)}{\sum_{j=1}^{36} (p_{ij}(p^*) \times p_{ij}(\dot{p}^*))} \quad (13-6)
\end{aligned}$$

۴-۶- مثال عددی و نتایج شبیه سازی:

یک موتور القایی با پارامترهای داده شده در بخش ۴-۵ مفروض است. همچنین مولفه های $\hat{p}$ و $\hat{p}$ شار مطلوب را نیز بصورت (۲۶-۵) و (۲۷-۵) در نظر می گیریم. پارامترهای طراحی کنترل کننده فازی مد لغزشی ($\hat{p}_{ij}^*$) برابرند با:

$$\hat{p} = 1000, \hat{p} = .45$$

$$(14-6)$$

حال عملکرد کنترل کننده را مانند فصل قبل در دو حالت بررسی خواهیم کرد:

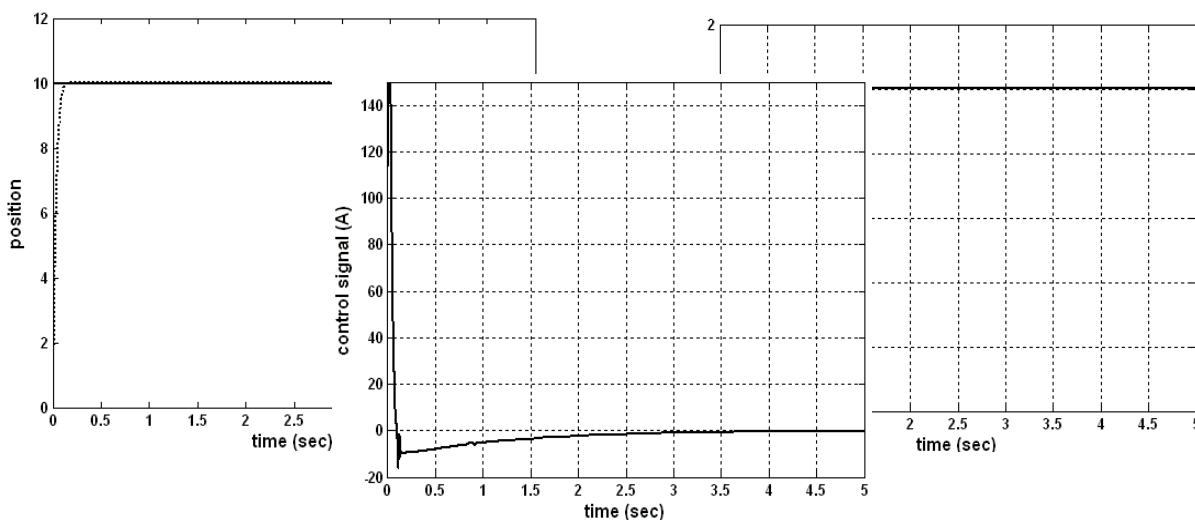
۴-۶-۱- بررسی عملکرد کنترل کننده $\hat{p}_{ij}^*$ بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش:

با گرفتن ورودی موقعیت مطلوب بصورت $\hat{p}_i^* = 10\hat{p}(p)$ شکل (۳-۶) ردگیری و خطای ردگیری موقعیت، شکل (۴-۶) تلاش کنترلی، شکل (۵-۶) نمودار سطح لغزش و تغییرات خطا برحسب خطا $(\hat{p} - p)$ و شکل (۶-۶) مولفه های $\hat{p}$ و $\hat{p}$ جریان های استاتور را نشان می دهند. دیده می شود که ردگیری با خطای حالت ماندگاری در حدود 1×10^{-3} و با تلاش کنترلی کمی انجام می گیرد. با مقایسه نتایج این بخش با ۴-۵ به وضوح می توان دید که نسبت به $\hat{p}_{ij}^*$ زمان نشست و زمان خیز کمتری دارد و سریعتر از آن ردگیری را انجام می دهد.

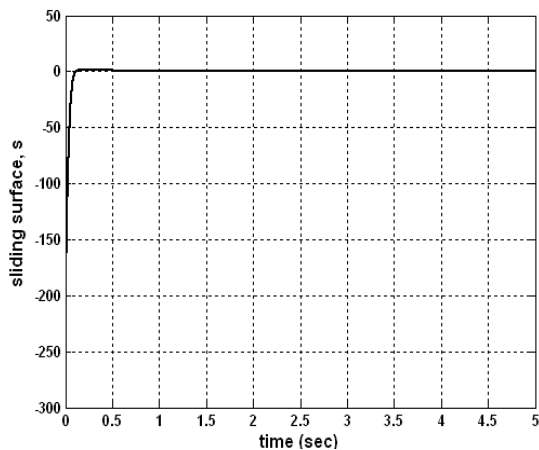
شکل (۳-۶-۱): ردگیری موقعیت

شکل (۲-۳-۶): خطای ردگیری موقعیت

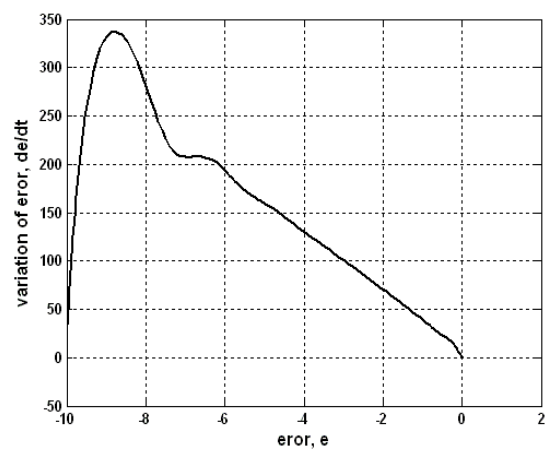
شکل (۳-۶-۱): ردگیری ۲) خطای ردگیری بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش ($\hat{p}_{ij}^*$)



شکل (۴-۶): تلاش کنترلی بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش (۲۲۲۲)

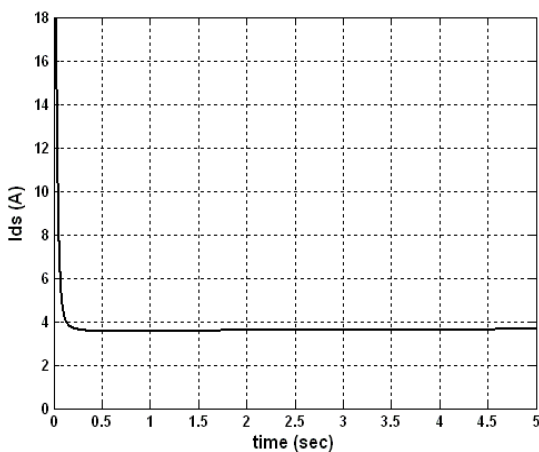


شکل (۵-۶): سطح لغزش σ

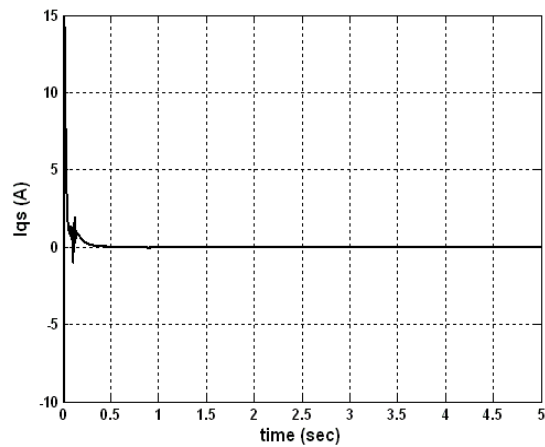


شکل (۲-۵-۶): نمودار تغییرات خطا برحسب خطا

شکل (۵-۶): (۱) سطح لغزش σ نمودار تغییرات خطا برحسب خطا بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش (۲۲۲۲)



شکل (۶-۶)



شکل (۲-۶-۶): مولفه σ جریان استاتور

(۱-۶): مولفه σ جریان استاتور

شکل (۶-۶): مولفه های σ و σ جریان استاتور بدون حضور عدم قطعیت و اغتشاش (۲۲۲۲)

۴-۲-۶- بررسی عملکرد کنترل کننده (۲۲۲۲) در حضور عدم قطعیت و اغتشاش:

در اینجا نیز مانند بخش ۴-۵-۲ دو حالت را در نظر می گیریم:

حالت ۱: (وجود عدم قطعیت)

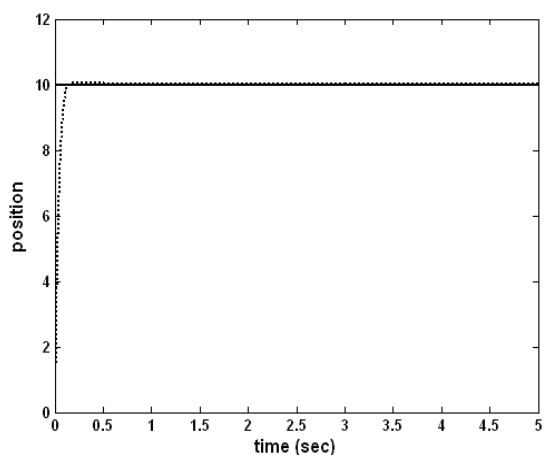
$$\sigma = 1/5 \hat{\sigma}, \sigma = 1/5 \hat{\sigma}, \sigma_{\sigma} = 0$$

حالت ۲: (وجود اغتشاش)

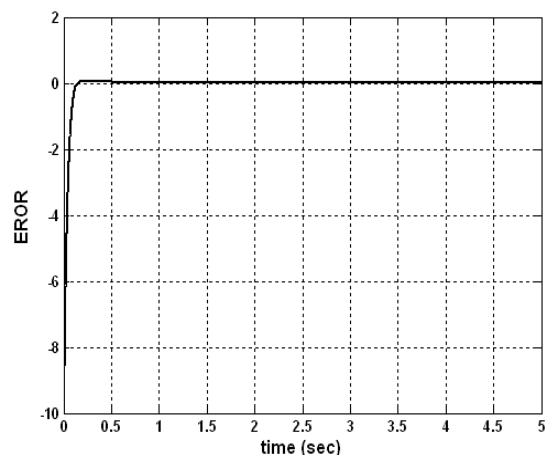
$$\sigma = \hat{\sigma}, \sigma = \hat{\sigma}, \sigma_{\sigma} = 4\sigma\sigma\sigma(3\sigma)$$

در حالت اول، به ازای ورودی مطلوب $\sigma^* = 10\sigma(\sigma)$ ردگیری و خطای آن در شکل (۶-۷) و تلاش کنترلی نیز در شکل (۶-۸) نشان داده شده اند. مشاهده می شود که $\sigma\sigma\sigma$ نیز مانند $\sigma\sigma$ در مقابل عدم قطعیت پارامتری مقاوم می باشد.

برای حالت دوم نیز در شکل های (۶-۹) و (۶-۱۰) ردگیری، خطا و تلاش کنترلی نشان داده است. با مقایسه نتایج این قسمت با حالت دوم بخش ۴-۵-۲ می توان به وضوح به موفقیت $\sigma\sigma\sigma$ نسبت به $\sigma\sigma$ در رد اغتشاش هم در فاز رسیدن و هم در فاز لغزش پی برد.

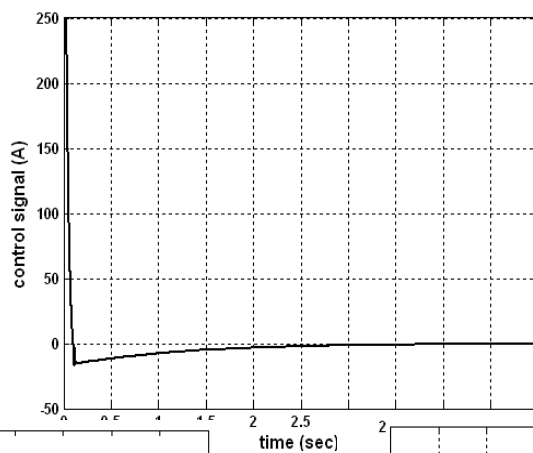


شکل (۶-۷-۱): ردگیری موقعیت



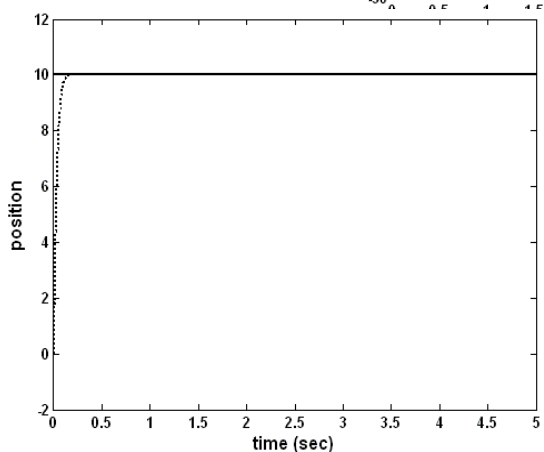
شکل (۶-۷-۲): خطای ردگیری

شکل (۶-۷): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری با حضور عدم قطعیت (۲۲۲۲)

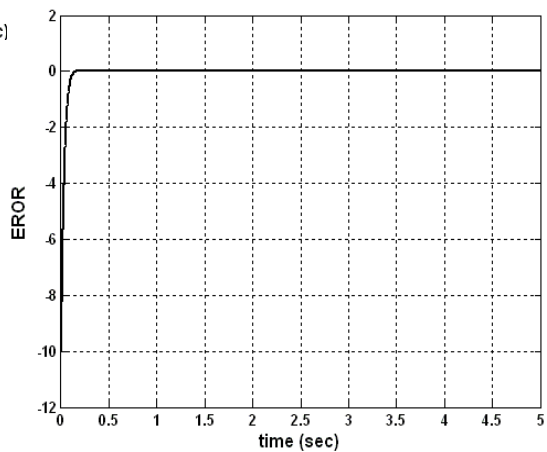


شکل (۶-۸): تلاش کنترلی با

حضور عدم قطعیت (۲۲۲۲)

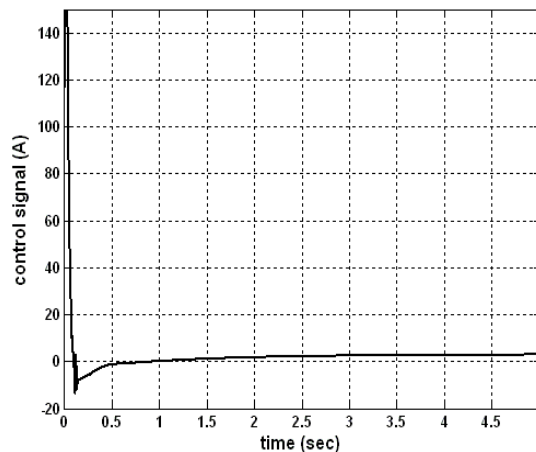


شکل (۶-۹-۱): ردگیری موقعیت



شکل (۶-۹-۲): خطای ردگیری

شکل (۶-۹): (۱) ردگیری ۲ خطای ردگیری با حضور اغتشاش (۲۲۲۲)



حضور اغتشاش (۲۲۲۲)

شکل (۶-۱۰): تلاش کنترلی با

سازی کنترل کننده

۵-۶- طراحی و شبیه

فازی:

در این بخش، هدف طراحی یک کنترل کننده فازی نوع سوگنو^{۶۳} (۲۲۲) بر اساس [41] برای کنترل موقعیت موتور القایی جهت مقایسه با ۲۲۲۲ طراحی شده در بخش قبل می باشد.

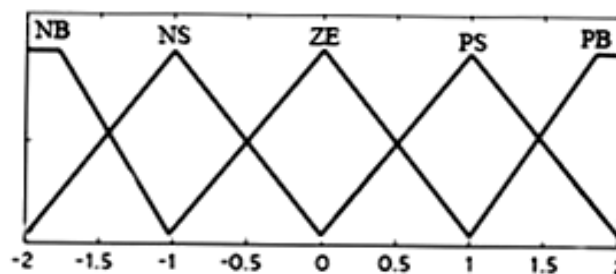
در فرموله کردن پایگاه دانش فازی از قواعد دو ورودی، یک خروجی به شکل زیر استفاده شده است.

$$\mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x) = \min(\mu_{\tilde{A}_1}(x), \mu_{\tilde{A}_2}(x)) \quad (15-6)$$

که در آن $\tilde{A}^2 \subset \tilde{A}_1 \times \tilde{A}_2 \subset \tilde{A} = [\tilde{A}]^2 = [\tilde{A}_1 \ \tilde{A}_2] = [\tilde{A}]^2 \in \tilde{A} = \tilde{A}_1 \times \tilde{A}_2 \subset \tilde{A}^2$ و $\tilde{A} \in \tilde{A}$ به ازای هر مجموعه فازی ورودی $\tilde{A}$ در $\tilde{A}$ و $\mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x)$ به ترتیب یک تابع عضویت ورودی $\mu_{\tilde{A}_1}(x)$ و تابع عضویت خروجی $\mu_{\tilde{A}_2}(x)$ وجود خواهد داشت، که $\tilde{A} = 1, 2$ و $\tilde{A} = -(\tilde{A}_1 - 1) / 2, \dots, -(\tilde{A}_2 - 1) / 2$ تعداد فردی از توابع عضویت مربوط به ورودی $\tilde{A}$ است. تعداد کل قواعد در این حالت $\tilde{A}_1 \tilde{A}_2$ می باشد. متغیر خروجی کنترل کننده فازی نیز می تواند دارای تعداد فردی، N ، توابع عضویت $\mu_{\tilde{A}}(x)$ با $\tilde{A} = -(\tilde{A} - 1) / 2, \dots, -(\tilde{A} - 1) / 2$ باشد که مربوط به $\mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x)$ بوده و

$$\mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x) \in \{ \mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x), \dots, \mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x) \}$$

در ادامه یک ۲۲۲ را با این مشخصات در نظر می گیریم: فازی ساز منفرد، تعداد (فرد) $\tilde{A}$ تابع عضویت مثلثی^{۶۴} برای هر ورودی با $\tilde{A} = 1, 2$ (شکل (۶-۱۱))، تعداد (فرد) $\tilde{A}$ تابع عضویت^{۶۵} منفرد برای خروجی (شکل (۶-۱۲))، پایگاه قواعد^{۶۶} فازی تعریف شده با (۶-۱۵) که در جدول (۶-۳) آمده است، استنتاج حاصلضرب، و غیرفازی ساز میانگین مراکز^{۶۷}.



عضویت برای ورودی های

شکل (۶-۱۱): توابع

e و $\dot{e}$

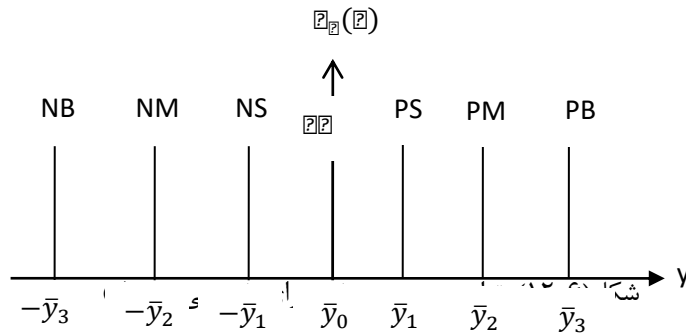
⁶³ Sugeno fuzzy controller

⁶⁴ Triangular

⁶⁵ Membership function

⁶⁶ Rule base

⁶⁷ Center of average defuzzifier



جدول (۳-۶): پایگاه قواعد فازی برای خروجی i_{qs}^*

x_2	x_1				
	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NM	NM	NS	ZE
NS	NM	NM	NS	PS	PS
ZE	NM	NS	ZE	PS	PM
PS	NS	PS	PS	PM	PM
PB	ZE	PS	PM	PM	PB

بنابراین خروجی $\hat{y}$ را می توان بصورت زیر محاسبه نمود: ($\cap$ نشان دهنده $\hat{y}$ نرم است)

$$\hat{y}(\hat{y}) = \frac{\sum_{\hat{y}_1=-(\hat{y}_1-1)/2}^{(\hat{y}_1-1)/2} \sum_{\hat{y}_2=-(\hat{y}_2-1)/2}^{(\hat{y}_2-1)/2} \hat{y}^{\hat{y}_1 \hat{y}_2} \left(\cap_{\hat{y}=1}^{\hat{y}_1 \hat{y}_2} (\hat{y}_{\hat{y}}) \right)}{\sum_{\hat{y}_1=-(\hat{y}_1-1)/2}^{(\hat{y}_1-1)/2} \sum_{\hat{y}_2=-(\hat{y}_2-1)/2}^{(\hat{y}_2-1)/2} \left(\cap_{\hat{y}=1}^{\hat{y}_1 \hat{y}_2} (\hat{y}_{\hat{y}}) \right)} \quad (16-6)$$

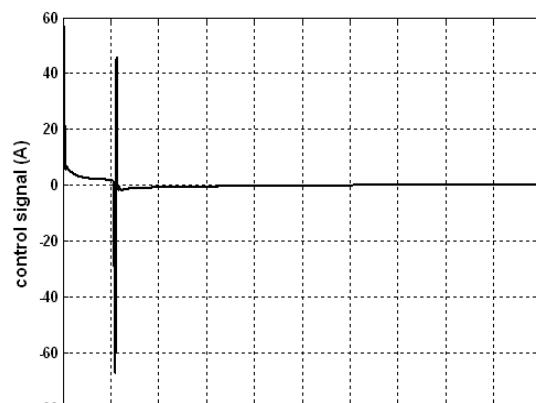
پارامترهای $\hat{y}_{\hat{y}}$ جهت کنترل موقعیت بصورت زیر در نظر گرفته شده اند.

$$SFC: -\bar{y}_3 = -10, -\bar{y}_2 = -8, -\bar{y}_1 = -6, \bar{y}_0 = 0, \bar{y}_1 = 6, \bar{y}_2 = 8, \bar{y}_3 = 10 \quad (17-6)$$

از طرفی پارامترهای بلوک پیش پردازش (فاکتورهای مقیاس دهی) برای خطا و تغییرات خطا به ترتیب برابر $\hat{y}_{\hat{y}} = 0/1$ و $\hat{y}_{\hat{y}} = 10$ می باشد. همچنین فاکتور مقیاس دهی خروجی، $\hat{y}_{\hat{y}}^* = 7/5$ می باشد.

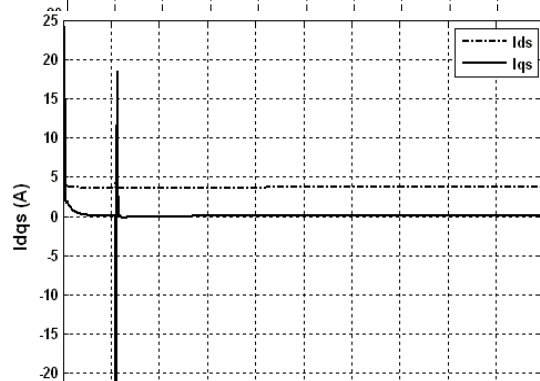
با توجه به توضیحات فوق بلوک دیاگرام سیستم کنترلی $\hat{y}_{\hat{y}}$ مطابق شکل (۳-۶) می باشد.

کنترل کننده $\pi\pi\pi$ در حالت اول



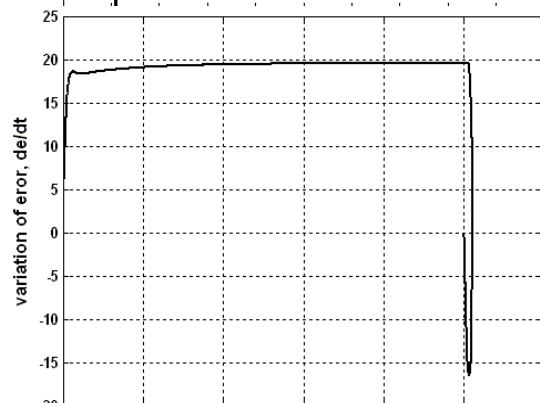
شکل (۶-۱۵): تلاش کنترلی

جریان استاتور در حالت اول



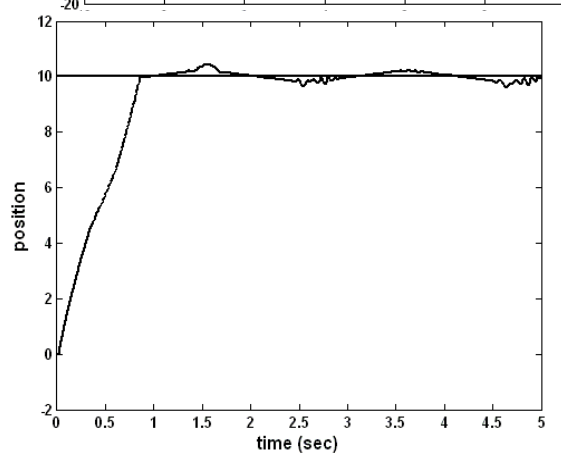
شکل (۶-۱۶): مولفه های i_d و i_q
($\pi\pi\pi$)

خطا برحسب خطا برای حالت



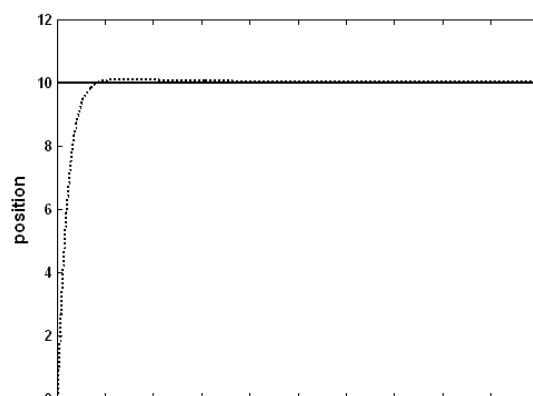
شکل (۶-۱۷): نمودار تغییرات
اول ($\pi\pi\pi$)

سیستم کنترل $\pi\pi\pi$ در حالت



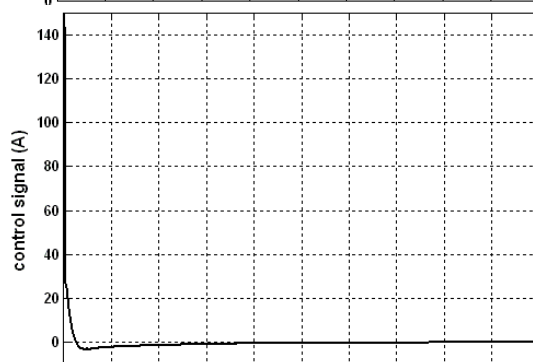
شکل (۶-۱۸): ردگیری موقعیت
دوم

سیستم کنترل $\pi\pi\pi$ در حالت



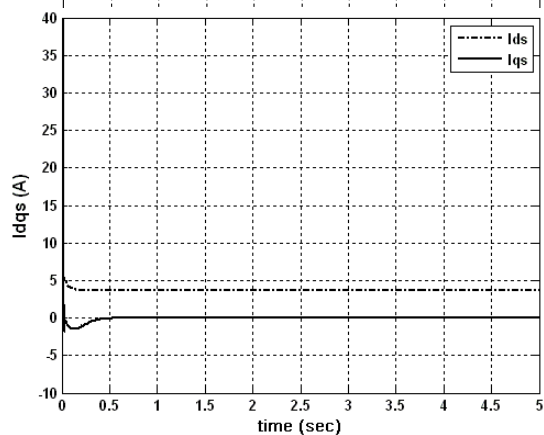
شکل (۶-۲۱): ردگیری موقعیت
اول

کنترل کننده $\pi\pi\pi$ در حالت اول



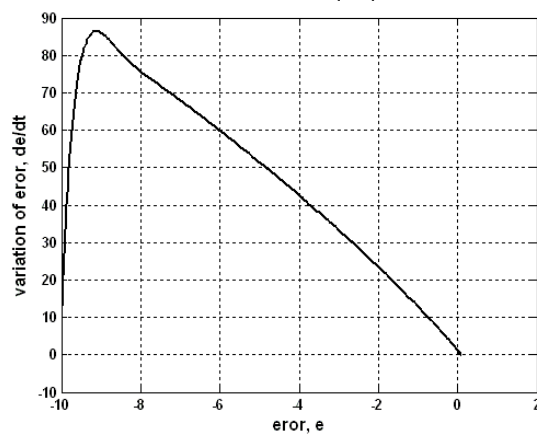
شکل (۶-۲۲): تلاش کنترلی

جریان استاتور در حالت اول



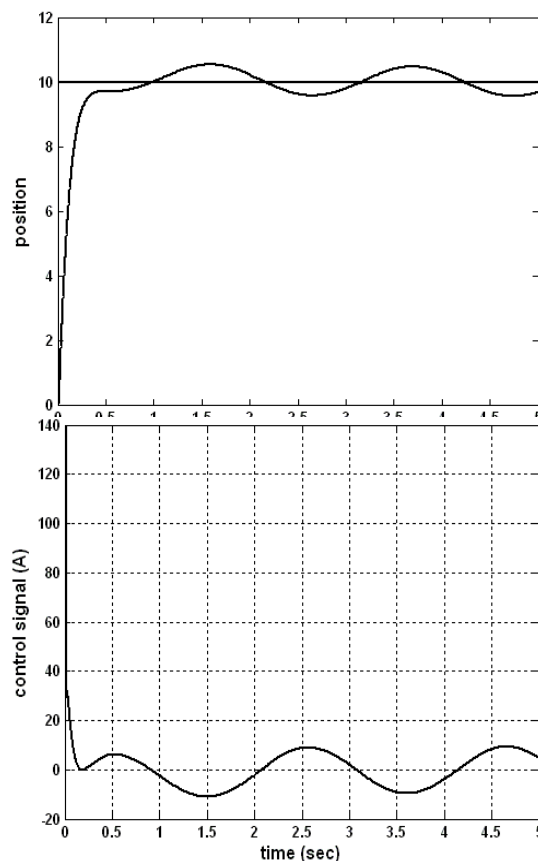
شکل (۶-۲۳): مولفه های i_d و i_q
($\pi\pi\pi$)

برحسب خطا برای حالت



شکل (۶-۲۴): نمودار تغییرات خطا
اول ($\pi\pi\pi$)

سیستم کنترل $\mathcal{H}_\infty$ در حالت



شکل (۶-۲۵): ردگیری موقعیت
دوم

کنترل کننده $\mathcal{H}_2$ در حالت

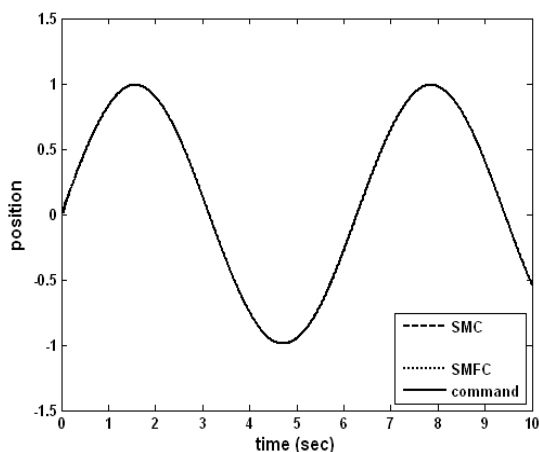
شکل (۶-۲۶): تلاش کنترلی
دوم

کنترل کننده های

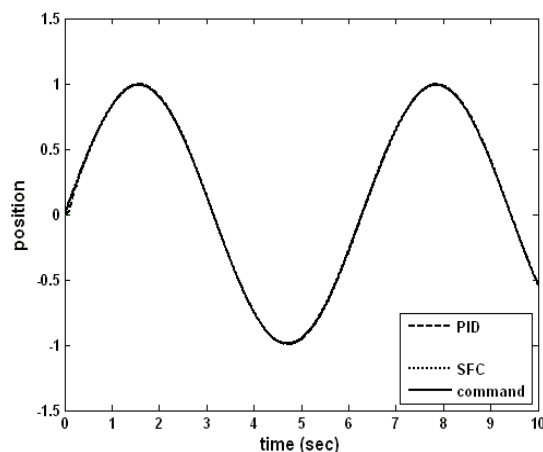
۶-۷- مقایسه بین

$\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$ و $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$:

در این بخش هدف مقایسه عملکرد تمامی کنترل کننده های طراحی شده به ازای دو حالت (۶-۱۸) و (۶-۱۹) می باشد. جهت مقایسه نیز سه ورودی موقعیت مطلوب پالسی با مقادیر ۰ و ۱۰، $\mathcal{H}_2^* = \mathcal{H}_2(\mathcal{H}_2)$ و $\mathcal{H}_\infty^* = \mathcal{H}_\infty(\mathcal{H}_2)$ در نظر گرفته شده است. برای حالت (۶-۱۸) (بدون اغتشاش و بدون عدم قطعیت پارامتری) در شکل های (۶-۲۷)، (۶-۲۸)، (۶-۲۹) ردگیری کنترل کننده ها به ازای سه ورودی مطلوب فوق نشان داده شده است. می توان دید که تمامی کنترل کننده ها به خوبی و با زمان های خیز متفاوت عمل ردگیری را انجام می دهد. در این بین کنترل کننده $\mathcal{H}_2$ دارای عملکرد بهتری می باشد.

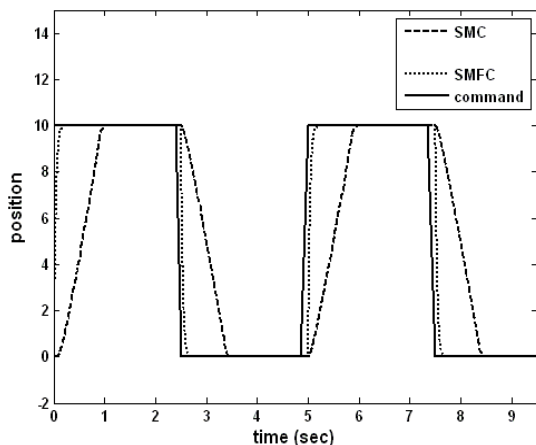


شکل (۶-۲۷-۱): ردگیری $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$

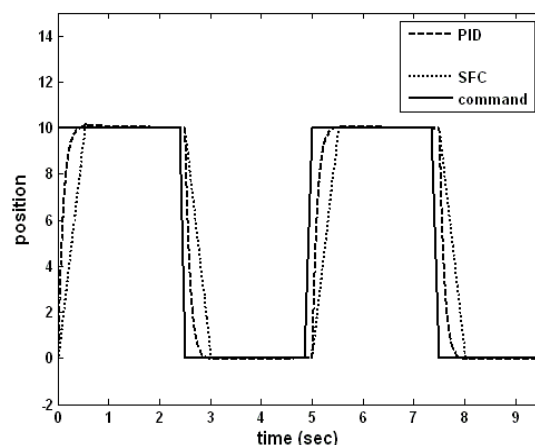


شکل (۶-۲۷-۲): ردگیری $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$

شکل (۶-۲۷): ردگیری موقعیت مطلوب $\mathcal{H}_2^* = \mathcal{H}_2(\mathcal{H}_2)$ بدون اغتشاش و عدم قطعیت

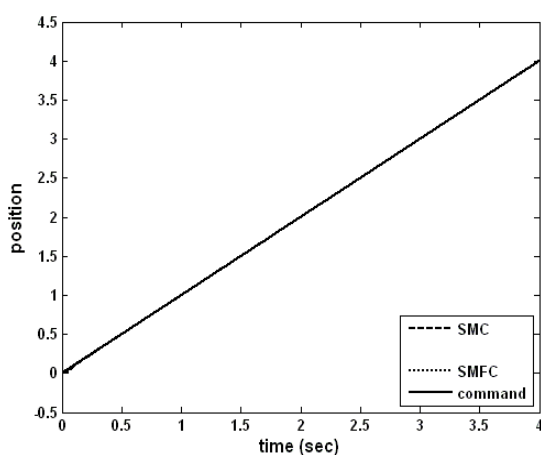


شکل (۶-۲۸-۱): ردگیری $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$

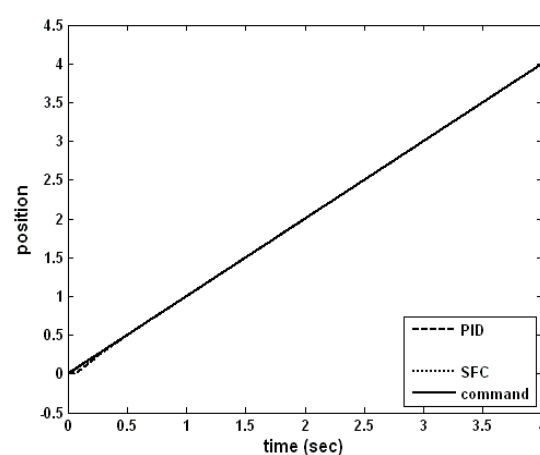


شکل (۶-۲۸-۲): ردگیری $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$

شکل (۶-۲۸): ردگیری موقعیت مطلوب پالسی بدون اغتشاش و عدم قطعیت



شکل (۶-۲۹-۱): ردگیری $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$



شکل (۶-۲۹-۲): ردگیری $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$

شکل (۶-۲۹): ردگیری موقعیت مطلوب $\mathcal{H}_2^* = \mathcal{H}_\infty$ بدون اغتشاش و عدم قطعیت

برای حالت (۶-۱۹) (وجود اغتشاش و عدم قطعیت پارامتری) نیز در شکل های (۶-۳۰)، (۶-۳۱)، (۶-۳۲) ردگیری کنترل کننده ها به ازای سه ورودی مطلوب مذکور نشان داده شده است.

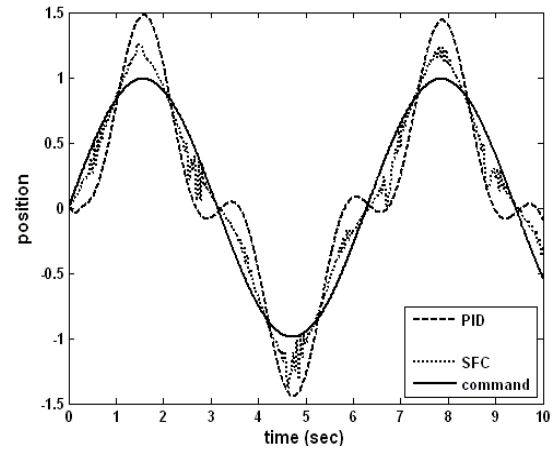
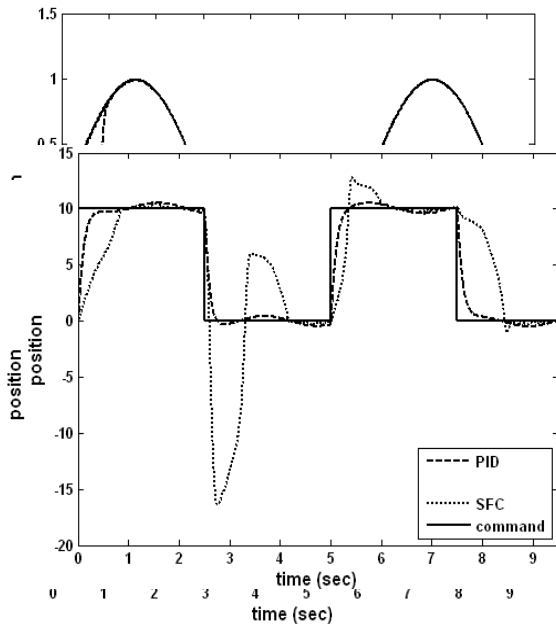
نتایج شبیه سازی به خوبی حاکی از آن است که کنترل کننده های $\mathcal{H}_2$ و $\mathcal{H}_\infty$ به عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی حساس می باشند. از طرفی کنترل کننده مد لغزشی طراحی شده در فصل ۵ در فاز لغزش مقاوم بوده اما در فاز رسیدن نسبت به اغتشاش

حساس می باشد اما کنترل کننده فازی مد لغزشی طراحی شده در این فصل به خوبی توانسته این مشکل کنترل کننده مد لغزشی را برطرف نماید.

شکل (۶-۳۰-۱): ردگیری θ و $\dot{\theta}$

شکل (۶-۳۰-۲): ردگیری θ و $\dot{\theta}$

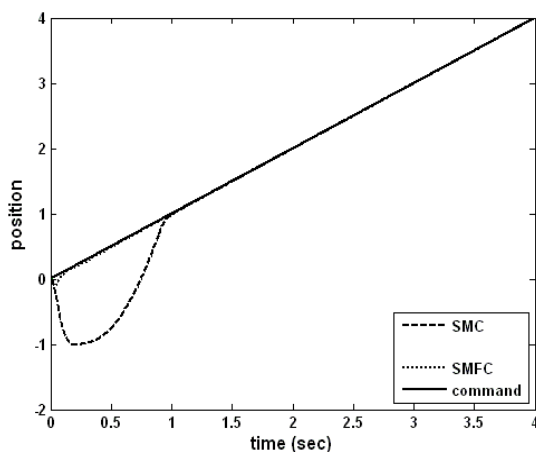
شکل (۶-۳۰): ردگیری موقعیت مطلوب $\theta^* = \theta(2)$ در حضور اغتشاش و عدم قطعیت



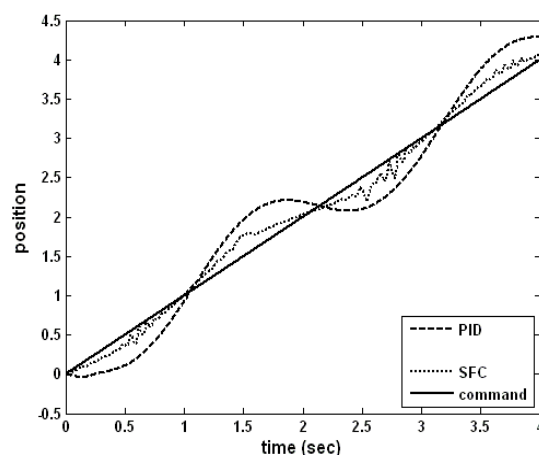
شکل (۶-۳۱-۲): ردگیری θ و $\dot{\theta}$

شکل (۶-۳۱-۱): ردگیری θ و $\dot{\theta}$

شکل (۶-۳۱): ردگیری موقعیت مطلوب پالسی در حضور اغتشاش و عدم قطعیت



شکل (۶-۳۲-۲): ردگیری θ و $\dot{\theta}$



شکل (۶-۳۲-۱): ردگیری θ و $\dot{\theta}$

شکل (۶-۳۲): ردگیری موقعیت مطلوب $\theta^* = \theta(2)$ در حضور اغتشاش و عدم قطعیت

فصل هفتم:

بحث، نتایج و پیشنهادات

در این پایان نامه، کنترل مد لغزشی به دلیل مزایایی که برای آن ذکر شد، مبنای تحقیق قرار گرفت. در این تحقیق سعی بر آن بود تا نه تنها مزایای این روش کنترلی مورد استفاده قرار گیرد، بلکه معایب ذکر شده برای آن نیز تا حد زیادی مرتفع گردد.

در این راستا ابتدا یک کنترل کننده مد لغزشی برای کنترل موقعیت موتور القایی طراحی گردید نتایج شبیه سازی حاکی از آن بود که سیستم کنترلی نسبت به عدم قطعیت پارامتری مقاوم می باشد. اما در فاز رسیدن نسبت به اغتشاش خارجی حساس است. جهت رفع این عیب نیز کنترل کننده فازی مد لغزشی پیشنهاد گردید. با توجه به تحقیقات انجام شده در این رساله و نتایج بدست آمده، موارد زیر از جهت تکمیل و ادامه کار پیشنهاد می گردد:

❖ آیا قالبهای مناسبتری برای قانون کنترل u و شرط لغزش و نیز تحقق های مناسب تری از فضای حالت

سیستم تحت کنترل و سطح لغزش وجود دارند؟

قالب پیشنهادی برای قانون کنترل u ، بنظر ساده ترین قالب ممکن جهت همراهی با شرط لغزش مورد استفاده و نیز دینامیکهای موتور القایی، از منظر جستجوی مقدار مناسب برای پارامتر گین K است تا علاوه بر تأمین هدف اولیه ردیابی موقعیت، تحمل کننده تغییرات پارامتر و نامعینی های سیستمی باشد ضمن آنکه از سازگاری خوبی با فرم پیوسته اش در حوالی سطح لغزش برخوردار است. و از این بابت فکر نمیکنم که قالب پیشنهادی برای قانون کنترلی u چندان مسأله ساز و تأثیر گذار باشد بویژه که پیچیده تر شدن قالب u ، علاوه بر از دست دادن خواص ممتاز قالب u باعث معرفی پارامترهای طراحی جدیدی خواهد شد که تنظیم آنها قطعاً در دسرساز خواهد بود. وظیفه هر قالب پیشنهادی برای شرط لغزش، وادارسازی بردار حالت سیستم برای نیل به سطح لغزش است. در هر حال، نرخ و فرم تغییرات کاهشی زمانی فاصله بردار حالت از سطح لغزش، در قالبهای مختلف شرط لغزش قطعاً متفاوت خواهد بود. هرچند دو قالب ارائه شده از سطح لغزش (یعنی $|s| \leq -\eta$ و $s \cdot \dot{s} \leq 0$) مبتنی بر خاصیت اساسی مورد اشاره شرط لغزش هستند ولی در هر دوی آنها، بردار حالت بصورت غیرمجانبی (بصورت خطی برای $|s| \leq -\eta$ و بصورت رادیکالی برای $s \cdot \dot{s} \leq 0$) به سطح لغزش برخورد کرده و بنوبه خود بر مشکلات نوسان حول سطح لغزش می افزایند. از این منظر شاید بد نباشد شرط لغزشی جستجو شود که بصورت مجانبی (و البته با سرعت کنترل شده) به سطح لغزش همگرا شود تا حداقل از تشدید مشکل نوسان حوالی سطح لغزش (بدلیل مشکلات عملی) پرهیز شود.

❖ یکی از نقاط ضعف کنترل کننده های SMC و $SMFC$ طراحی شده در این رساله آن است که مقدار

پارامتر K و فاکتور های مقیاس دهی بصورت سعی و خطا تعیین می گردند. برای کار های آینده می توان بدست آوردن روشی معین را برای این پارامترها مورد تحقیق قرار داد.

❖ یکی از مباحث جدید در کنترل مد لغزشی، استفاده از سطح لغزش خطی تکه ای به جای سطح لغزش

خطی می باشد. پیشنهاد می گردد که از این الگوریتم در طراحی کنترل کننده SMC برای کنترل موقعیت موتور القایی به عنوان روشی جدید استفاده گردد.

ضمیمه

ضمیمه الف

کنترل برداری و جهت یابی میدان

در یک ماشین DC ، محورهای سیم پیچی های آرمیچر و میدان بر یک عمود می باشند. بنابراین mmf ایجاد شده توسط جریان های آرمیچر و میدان نیز بر هم عمود می باشند. با صرف نظر کردن از اشباع هسته آهن، میدان های عمود بر هم، هیچ اثر متقابلی بر یکدیگر نداشته و می توان گشتاور ایجاد شده را با رابطه زیر بیان کرد:

$$T_{em} = K_a \varphi(I_f) I_a \quad (\text{الف} - 1)$$

که K_a ضریب ثابت، $\varphi(I_f)$ شار میدان و I_a جریان آرمیچر می باشد. زاویه گشتاور در حالت نرمال، 90° درجه است. مقدار شار با تنظیم جریان میدان I_f قابل کنترل است و گشتاور نیز مستقل از شار می تواند با تنظیم جریان I_a کنترل گردد. چون ثابت زمانی مدار آرمیچر معمولاً از ثابت زمانی سیم پیچی میدان کوچکتر می باشد، لذا کنترل گشتاور با تغییرات جریان آرمیچر سریعتر از کنترل گشتاور با تغییرات I_f یا تغییرات هر دو انجام می گیرد.

در حالت کلی، کنترل گشتاور یک ماشین القایی سه فاز به سادگی و سهولت کنترل گشتاور ماشین DC نمی باشد [60,67-70]، زیرا میدان های روتور و استاتور تابع شرایط کاری بوده و جهت های فضایی آنها با یکدیگر 90° درجه اختلاف نداشته و لذا بر یکدیگر اثر متقابل دارند. سیم پیچ میدان روتور در یک ماشین القایی ممکن است که شبیه سیم پیچ میدان تحریک در یک ماشین DC باشد ولی القای ایجاد شده بطور مستقل قابل کنترل نمی باشد. با تحریک سینوسی، میدان روتور در سرعت سنکرون می چرخد. اگر دستگاه مختصات دوار سنکرون [22] را طوری در نظر بگیریم که محور [2] هم راستا با میدان روتور و مولفه [2] میدان روتور، [22] در دستگاه مرجع انتخابی صفر باشد، در اینصورت داریم [60,67,70]:

$$\varphi_2 = \varphi_{22} \quad (\text{الف} - 2)$$

$$\frac{\varphi_{22}}{\varphi_2} = 0 \quad (\text{الف} - 3)$$

$$\varphi_{22} = 0 \quad (\text{الف} - 4)$$

ازقرار دادن (الف-4) در معادله گشتاور (3-55) خواهیم داشت:

$$\varphi_2 = \frac{3}{4} \frac{\varphi_2}{\varphi_2} \varphi_{22} \varphi_{22} \quad (\text{الف} - 5)$$

همچنین با جایگذاری (الف-3) و (الف-4) در (3-45) از فصل سوم می توان گفت که:

$$\varphi_{22} = \varphi_2 \varphi_{22} \quad (\text{الف} - 6)$$

از جایگذاری (الف-6) و (الف-4) در معادله (3-46) رابطه زیر را برای سرعت لغزش و نسبت مولفه های [2] و [2] جریان استاتور در دستگاه دوار سنکرون که محور [2] آن بر میدان روتور راستا می باشد بدست می آوریم:

$$\varphi_{22} = \varphi_2 - \varphi_2 = \frac{\varphi_2}{\varphi_2} \frac{\varphi_{22}}{\varphi_{22}} \quad (\text{الف} - 7)$$

در عملکرد های سرعت پایین و همچنین در کنترل موقعیت، استفاده از حسگر های شار به دلیل خطاهای انتگرالگیری مورد استفاده در این حسگرها نتایج مطلوبی به همراه ندارد [60]. گزینه رایج در این حالت، کنترل برداری غیر مستقیم است که از اندازه گیری مستقیم شار فاصله هوایی استفاده نمی کند، اما برای جهت بایی مناسب میدان دوار، شرایط حاکم بر معادلات (الف-5) و (الف-6) و (الف-7) را ارضا می نماید. گشتاور با تنظیم جریان [22] قابل کنترل می باشد. شار روتور نیز با تنظیم جریان [22] قابل کنترل است. شار مورد نیاز [2] و جریان [22]* می توانند از رابطه ذیل بدست آیند:

$$\varphi_{22}^* = \varphi_2 \varphi_{22}^* \quad (\text{الف} - 8)$$

برای گشتاور دلخواه φ_2^* متناظر با شار روتور ایجاد شده، مقدار مطلوب φ_{22}^* مطابق با معادله (الف-5) برابر است با:

$$\varphi_2^* = \frac{3}{4} \frac{\varphi_2}{\varphi_2} \varphi_{22}^* \varphi_{22}^* \quad (\text{الف} - 9)$$

مراجع

- [1] Slotine, J.J.E. and Li, W., Applied Nonlinear Control. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [2] utkin, v. I. , sliding modes and their application in variable structure systems, mir publishers, moscow. 1978.
- [3] Utkin, V. I. , Sliding Mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Trans. Ind. Electron. 40, 23-6 (1993).
- [4] Toshiaki Murata, Takeshi Tsuchiya, and Ikuo Takeda, "Vector Control for Induction Machine on the Application of Optimal Control Theory," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 4, August 1990.
- [5] S. K. Biswas, H. Sendaula, and T. Caro, "Self Tuning Vector Control for Induction Motors," IEEE IAS Ann. Mtg. Conf. Rec., 1989, PP. 276-280.
- [6] Utkin, V. I., Variable structure systems with sliding modes. IEEE Trans. Autom. Control 22, 212-222 (1977).
- [7] Utkin, V. I., Sliding Modes in Control and Optimization. Springer-Verlag, Heidelberg, Berlin, 1992.
- [8] Liang, C. H. and Su, J. P., A new approach to the design of a fuzzy sliding mode controller. Fuzzy Sets Syst. 139, 111-124 (2003)
- [9] Utkin, V. I., Variable structure systems: Present and future. Autom. Remote Control (Engl. Transl.) 12, 1105-1120 (1983).
- [10] Lim, C. L., Jones, N. B., Spurgeon, S. K., and scott, J. J. A., Reconstruction of human neuromuscular control signals using a sliding mode control technique. Simulation Modeling Practice and theory 11, 222-235 (2003).
- [11] Ouali, M. and Kamoun, M, B. A., Field oriented control induction machine and control by sliding mode. Simulation Practice and theory 5, 121-136 (1997).
- [12] Ha, Q.P., Nguyen, Q. H., Rye, D. C., and Whyte, H. F. D., Fuzzy sliding mode controllers with applications. IEEE Trans. Ind. Electron. 40, 2-21 (2001).
- [13] Lin, F. J., Wai, R. J., Kuo, R. H., and Liu, D. C., A comparative study of sliding mode and model reference adaptive observers for induction motor drive. Electr. Power Syst. Res. 44, 163-174 (1998).
- [14] R. DeCarlo, S. Zak and S. Darkunov, "Variable structure sliding mode controller design," The Control Handbook, edited by William Levine, Boca Raton: CRC Press Inc. 1996.
- [15] Chan, P. T., Rad, A. A., and Wang, J., Indirect adaptive fuzzy sliding mode control: PartII: Parametr projection and supervisory control. Fuzzy sets Syst. 122, 31-43 (2001).
- [16] Hung, J. Y., Gao, W., and Hung, J. C., "Variable structure control: A survey", IEEE Trans. Ind. Elec. vol. 40, pp. 2-21. 1993.
- [17] Kuo Kai Shyu, Faa Jeng Lin, Hsin Jang Shieh, and Bor-Sen Juang, "Robust Variable Structure Speed Control for Induction Motor Drive," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 35, No.1, January 1999.
- [18] Jang, M. J., Chen, C. L., and Chen, C. K., Sliding mode control of hyperchaos in Rossler systems. Chaos, Solitons Fractals 13, 1465-1476 (2002).
- [19] Khalil, H. K, Nonlinear Systems. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [20] Slotine, J. J. E., Sliding controller design for nonlinear systems. Int. J. Control 40, 421-434 (1984).
- [21] Zhou, F. and Fisher, D. G., Continuous sliding mode control. Int. J. Control 55, 313-327 (1992).
- [22] Park, K. B. and Lee, J. J., Sliding mode controller with filtered signal for robot manipulators using virtual plant/controller. Mechatronics 7, 277-286 (1997).

- [23] S. B. Choi, D. W. Park and S. A. Jayasuriya, "A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second-order uncertain systems," *Automatica*, Vol. 30, pp. 899-904, 1994.
- [24] S. B. Choi, C. C. Cheong and D. W. Park, "Moving switching surfaces for robust control of second-order variable structure systems," *Int. J. Control*, Vol. 58, pp. 229-245, 1993.
- [25] A. Benchaib, "Sliding mode Input-Output Linearization and Field Orientation for real-time control of induction motor". *IEEE Transaction on power electronic*, vol 14, no: 1, 1999.
- [26] Yousef, H. and Khalil, H. M., Fuzzy logic-based control of series connected dc motor drive. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Athens, July 10-14, 1995, pp. 495-499
- [27] Chern, T. L. and Wu, Y. C., Design of brushless DC position servo systems using integral variable structure approach. *IEE Proc.: Electr. Power Appl.* 140, 27-34 (1993).
- [28] Perruquetti, W. and Barbot, J.P. *Sliding Mode Control in Engineering*. Marcel Dekker, Inc. New York, 2002.
- [29] Nandam, P. K., Sen, P. C., "Industrial Application of Sliding Mode Control," *Proceeding of IEEE*, pp. 275-280. 1995.
- [30] Abdulhamitbilal, E. and Jafarov, E.M. "Performance comparison of linear and sliding mode attitude controllers for flexible spacecraft with reaction wheels, " *proceeding of Int. Workshop on Variable Structure Systems*, Alghero, Italy, pp. 351-358, 2006.
- [31] Kim, K. J., Park, J. B., Choi, Y. H., "Chattering Free Sliding Mode Control," *ICASE Int. Joint Conf.*, pp. 732-735, 2006.
- [32] Wong, L. K., Leung, F. H. F., Tam, P. K. S., "A chattering elimination algorithm for sliding mode control of uncertain nonlinear systems," *Mechatronics* 8, pp. 765-775, 1998.
- [33] Terui, F., "Position and attitude control of a spacecraft by sliding mode control," *proceeding of American Control conf.* Philadelphia, Pennsylvania, pp. 217-221, 1998.
- [34] Kachroo, P., Tomizuka, M., "Chattering reduction and Error Convergence in the Sliding-Mode Control of a Class of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Auto. Cont.* vol.41, no, 7, pp. 1063-1068, 1996.
- [35] Young, K. D., Utkin, V. I., Özgüner, U. , "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control", *IEEE Trans. Cont. Sys. Technology*, vol. 7, no.3, pp. 328-342. 1999.
- [36] Gao, W., Hung, J. C., "Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach," *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. 40, no. 1, pp. 45-55, 1993.
- [37] McDuffie, J.H. and Shtessel, Y.B., "A De-coupled Sliding Mode Controller and Observer for Satellite Attitude Control," *Proceedings of AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*, paper # AIAA 97-3755, pp. 1613-1619, 1997.
- [38] Chen, Y.P. and Lo S.C. "Sliding-Mode Controller Design for Spacecraft Attitude Tracking Maneuvers," *IEEE Trans. Aerospace and Electric Sys.*, vol. 29, no. 4, pp.1328-1333, 1993.
- [39] Utkin, V. I. , "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Trans. Auto. Cont.*, vol. 22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [40] Eker, I., "Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant," *ISA. Trans.* Vol. 45, no. 1, pp. 109-118, 2006.
- [41] Wang, L. X., *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall, NJ, 1997.
- [42] Kovacic, Z. and Bogdan, S., *Fuzzy Controller Design*, Taylor & Francis, LLC, 2006.
- [43] Palm, P., Driankov, D. and H. Hellendoorn, *Model Based Fuzzy Control: Fuzzy Gain Schedulers and Sliding mode Fuzzy Controllers*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1997.
- [44] Lee, C. C., "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I," *IEEE Trans. Sys. Man. Cyber.*, vol. 20, no. 2, pp. 404-418, 1990.
- [45] Lee, C. C., "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part II," *IEEE Trans. Sys. Man. Cyber.* vol. 20, no. 2, pp. 419-435, 1990.
- [46] Foulloy, L. and Galichet, S., "Fuzzy Control with Fuzzy Inputs," *IEEE Trans. Fuzzy Sys.*, vol. 11, no. 4, pp. 437-449, 2003.
- [47] Karakuzu, C., "An Experimental Comparison of Fuzzy, Neuro and Classical Control Techniques," *IEEE Conf.*, pp. 160-167, 2000.

- [48] Jantzen, J, "Design of Fuzzy Controllers," DENMARK Tech.Report, no 98-E 864, 1998.
- [49] R. Palm, "Robust control by fuzzy sliding mode," Automatica, Vol. 30, pp. 1924-1437, 1994.
- [50] I. Eksin, M. Guzelkaya and S. Tokat, "Self-tuning mechanism for sliding surface slope adjustment in fuzzy sliding mode controllers," Proc Instn Mech Engrs, Part I: J System and Control Engineering, vol. 216. PP. 393-406, 2002.
- [51] S. C. Lin and Y. Y. Chen, "A GA-based fuzzy controller with sliding mode." IEEE International Conference on Fuzzy systems, pp. 1103-1110, 1995.
- [52] Lee, H., Kim, E., Kang, H. J. and Park, M., "Design of A Sliding Mode Controller with Fuzzy Sliding Surfaces," IEE Proc. Control Theory App, vol. 145, no. 15, pp. 411-418, 1998.
- [53] Ha, Q. P., Rye, D. C. and Durrant-Whyte, H. F, "Fuzzy Moving Sliding Mode Control with Application to Robotic Manipulators," Automatica 35, pp. 607-616, 1999.
- [54] Lin, Z., Zhu, Q. and Yan, Y., "Variable Structure Control Based on Fuzzy Law for Under Actuated Robot Manipulators," Proceeding of IEEE Int. Conf. Mechat. Auto, pp. 1908-1913, 2006.
- [55] J. S. Glower and J. Munighan, "Designing fuzzy controllers from a variable structures standpoint," IEEE Transactions on fuzzy Systems, Vol. 5, 138-144, 1997.
- [56] J. C. Wu and T. S. Liu, "A sliding mode approach to fuzzy control design." IEEE Transactions on Control Systems technology, Vol. 4, pp. 141-150, 1996.
- [57] Calcev, G., Greco, C. and Bona, B, "Fuzzy Controller Synthesis Using Sliding Mode Approach," IEEE Conf., pp. 255-258, 1994.
- [58] Song, F. and Smith, S., "A Comparison of Sliding Mode Fuzzy Controller and Fuzzy Sliding Mode Controller," IEEE Conf., pp. 480-484, 2000.
- [59] O. Barambones, and A. J. Garrido, "A Sensorless Variable Structure Control of Induction Motor Drive," Electric Power Systems Research 72 (2004) 21-32.
- [60] چی مون اونگ ، "مدلسازی و شبیه سازی دینامیکی ماشین های الکتریکی با استفاده از Matlab/Simulink" ، ترجمه: سعید افشارنیا و ابوالفضل واحدی، انتشارات دانشگاه تهران، چاپ اول، بهار ۱۳۸۴.
- [61] مهرداد عابدی، "ماشینهای الکتریکی (جلد سوم): (ماشینهای القایی آسنکرون)"، انتشارات نهر دانش، چاپ سال ۱۳۸۵.
- [62] پ. س. سن، "ماشینهای الکتریکی: تحلیل - بهره برداری - کنترل" ، ترجمه: مهرداد عابدی، محمد تقی نبوی، انتشارات بصیر، چاپ پانزدهم، ۱۳۸۶.
- [63] استفن ج. چاپمن، "مبانی ماشینهای الکتریکی" ، ویراست سوم، ترجمه: محمود دیانی و علیرضا صدوقی، انتشارات وزارت فرهنگ و ارشاد اسلامی، چاپ چهارم، زمستان ۱۳۸۲.
- [64] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Book. Prentic Hall. Englewood Cliffs, New Jersey. 1980.
- [65] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control," IEEE Transactions on system, Man, and Cybernetics, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [66] F. J. Song and S. M. Smith, "Design of sliding fuzzy controllers for an autonomous underwater vehicle with out system model," OCEANS' 2000[C], MTS/IEEE, pp. 835-840, 2000.
- [67] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "A simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Machine Drives", IEEE Trans. On IA, Vol. 26. 1990, pp. 420-424.
- [68] T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "A Simple Online Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", IEEE Trans. On IA Vol. 27, 1991, pp. 720-727.
- [69] R. D. Lorenz, "Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performances Applicationa", IEEE Trans. On IA, Vol. 22, 1986, pp. 293-297.
- [70] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-loop Control System for Rotating Machines," Siemens Review, No. 34, pp. 217-220, 1972.
- [71] D. W. Park and S. B. Choi, "Moving sliding surface for high-order variable structure systems," Int. J. Control, Vol. 27, pp. 960-970, 1990.
- [72] Fuzzy Logic Toolbox.

[73] Abdeldjebar Hazzab, Ismail Khalil Bousserhane, and Mokhtar Kamli, “Design of a Fuzzy Sliding Mode Controller by Genetic Algorithms for Induction Machine Speed Control,” *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, Vol. 1 [2004], No. 2, Article 1008.

Abstract

Sliding mode control theory, due to its robustness against model uncertainties and external disturbance, and simple in implementation, is one of the prospective control methodologies for nonlinear systems. In this thesis the sliding mode control strategy worked in conjunction with the field-oriented method to improve performance of the induction motor position controller. Stability analysis based on Lyapunov theory is presented to demonstrate that the rotor position is exponentially convergent. Simulation results are also presented to confirm the characteristics of the proposed control scheme.

In general, a sliding motion can be divided into two phases: a reaching phase and a sliding phase. One of the most distinguished features of the SMC is that after reaching the sliding mode, the system has robustness to parameter uncertainties and external disturbances. However, during the reaching phase, the SMC system may be sensitive to parameter variations and external disturbances. A moving switching surface (MSS) that can remove or minimize the reaching phase has been studied by Choi et al. In this thesis, the design method of sliding mode fuzzy controller (SMFC) with a moving surface has been presented. The moving surface tuned by fuzzy logic improves the system robustness in reaching phase. The simulation results show that the SMFC is superior to PID, SMC classic and Sugeno fuzzy controllers in the robustness to external disturbances.



Shahrood University of Technology

Design and Simulation Induction

Motor Control Using Sliding Mode Method

Under the Supervision of:

Dr. Mohammad Hadad Zarif

Consultant:

Dr. Mohammad mehdi fateh

By:

Saman Ebrahimi

A Thesis Submitted to the

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

SHAHRUD UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

In partial fulfillment of the Requirements for the degree of Master of
Science in Electrical Engineering

winter 2009